ISSN 0033 7668

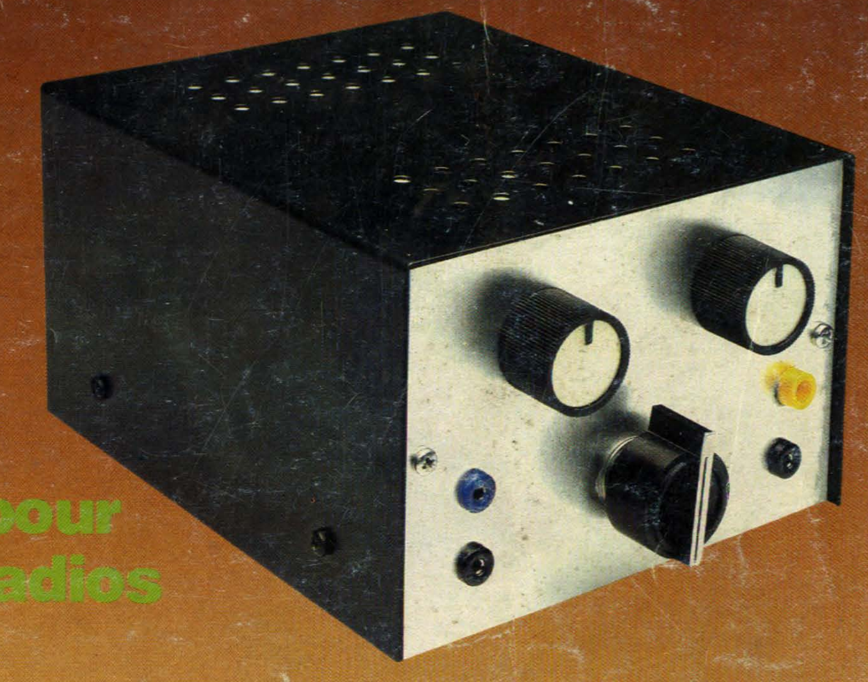


N° 441 Août 1984

13 f

Belgique: 97 FB - Suisse: 4 FS - Canada $: 2 - Espagne: 220 Pesetas - Tunisie: 1,38 Dinar

Un noise gate pour la sono



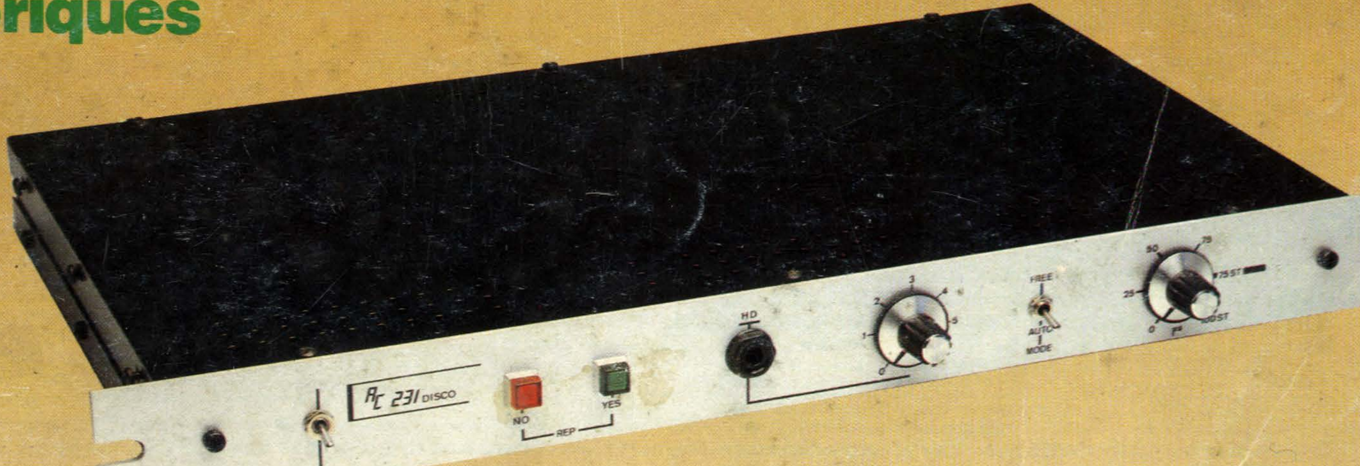
Applications du TDA 7000

Le AC DISCO préamplificateur pour discothèques et radios

Thermométrie (fin)

Le «jeu de la vie»

Technologie des transformateurs toriques



T 2438 - 441 - 13,00 F

RADIO PLANS ELECTRONIQUE Loisirs

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Rédacteur en chef adjoint
Claude DUCROS

Courrier des lecteurs
Paulette GROZA

Publicité: Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél.: 200.33.05 C.C.P. 37-93-60 Paris.
Chef de publicité: **Mlle A. DEVAUTOUR**
Assistante: **E. LAUVERGEAT**
Service promotions: **S. GROS**
Direction des ventes: **J. PETAUTON**

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

Abonnements: 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
France: 1 an **112 F** - Étranger: 1 an **180 F** (12 numéros).
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT: ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré à 93300 exemplaires

OJD DIFFUSION PUBLICITÉ 1982

Dépôt légal août 1984 - Editeur 1220 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

temps:

⧗	Moins de 2 h de câblage
⧗⧗	Entre 2 h et 4 h de câblage
⧗⧗⧗	Entre 4 h et 8 h de cablage
⧗⧗⧗⧗	Plus de 8h

difficulté:

1	Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière
2	Mise au point nécessitant un matériel de mesure minimum (alim., contrôleur)
3	Montage nécessitant des soins attentifs et un matériel de mesure minimum
4	Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire ainsi qu'un matériel de mesure évolué (scope, géné BF, contrôleur, etc.)

dépense:

$	Prix de revient inférieur à 200 F
$$	Prix de revient compris entre 200 F et 400 F
$$$	Prix de revient compris entre 400 F et 800 F
$$$$	Prix de revient supérieur à 800 F

SOMMAIRE

N° 441 AOUT 1984

Ont participé à ce numéro: J. Alary, Astrid, M. Barthou, J. Ceccaldi, C. Couillec, Cyrilla, F. de Dieuleveult, G. Ginter, P. Gueulle, M.-A. de Jacquelot, M. Rateau, R. Rateau, J. Sabourin, R. Scherer.

Récepteur FM à TDA 7000



Une fois n'est pas coutume, la quasi-totalité des journaux de vulgarisation a consacré quelques pages au circuit intégré TDA 7000 avant Radio Plans. A notre avis ce circuit est bien vite tombé dans l'oubli et nous nous proposons de montrer dans cet article que sous l'apparence d'un circuit de réception simple et traditionnel celui-ci cache en fait un grand nombre de mécanismes très astucieux.

Le TDA 7000 peut-être considéré comme un récepteur FM universel de 1 à 100 MHz et nous espérons qu'il fera l'objet d'autres applications dans nos colonnes.

Principe et emploi du TDA 7000

Jusqu'à présent, la présence de circuits LC accordés dans les étages d'entrée, les étages à fréquence intermédiaire et démodulateur rendait impossible l'intégration en un seul circuit d'un récepteur fonctionnant dans la bande FM.

La suppression des circuits accordés dans les étages à fréquence intermédiaire implique d'une manière évidente de réduire la fréquence intermédiaire traditionnelle de 10,7 MHz à une fréquence à laquelle les filtres actifs, associant des réseaux résistifs et capacitifs à un amplificateur opérationel, fonctionnent encore convenablement.

Une fréquence intermédiaire nulle semble idéale car on supprime les signaux parasites et il n'existe aucun problème de fréquence image. L'inconvénient majeur de cette solution est de ne pas pouvoir limiter l'amplitude des signaux avant démodulation, il en résulte un rapport Signal à Bruit faible et aucune réjection des signaux modulés en amplitude. Avec une fréquence intermédiaire de 70 kHz ces problèmes peuvent être surmontés et la fréquence image se présente à peu près à mi chemin entre la fréquence désirée et le centre du canal adjacent. Cependant le signal image doit être supprimé et, comme avec les récepteurs FM traditionnels, on doit supprimer le bruit entre les stations et le bruit lorsque l'on s'accorde sur un signal faible. Les réponses parasites de part et d'autre de la fréquence centrale ainsi que la distorsion harmonique apparaissant lors d'un accord grossier doivent aussi être éliminés.

RTC a donc développé un circuit intégré assurant la réception en mono des émissions de la bande FM. Ce circuit intégré ne réclame pour son fonctionnement que très peu de composants annexes. Des filtres actifs sont utilisés dans les circuits à fréquence intermédiaire de 70 kHz.

Un seul circuit de silencieux est employé pour éliminer les réponses parasites causées par les flancs de la courbe en S du démodulateur. Avec une telle valeur de fréquence intermédiaire, le signal BF est entaché de distorsion par harmoniques en présence de signaux RF, donc FI, ayant une excursion de ± 75 kHz, modulés au maximum.

L'excursion maximale de la fréquence intermédiaire est alors comprimée à ± 15 kHz en agissant sur la fréquence de l'oscillateur local. L'oscillateur local est contrôlé par une boucle de verrouillage de fréquence : FFL. L'action combinée du circuit de silencieux et de la boucle à verrouillage de fréquence contribue à la réjection de la fréquence image.

Ce nouveau circuit RTC est référencé TDA 7000 ; associé à un faible nombre de composants, il constitue un récepteur FM monophonique complet de l'antenne jusqu'à la sortie audio. Le circuit intégré TDA 7000 ne réclame qu'un seul circuit accordé, circuit LC pour l'oscillateur local, quelques résistances de faible puissance et quelques condensateurs céramique.

La réalisation d'un récepteur FM est considérablement simplifiée : temps de montage et d'alignement réduits. Seul le circuit oscillateur doit être réglé, le réglage fixant les limites de la bande des fréquences reçues. Le récepteur FM complet peut-être miniaturisé de manière à prendre place dans une calculatrice, un briquet, un porte-clé ou même une montre extra plate. Le TDA 7000 peut-être utilisé comme récepteur dans des appareils divers comme le téléphone sans fil, la CB, les récepteurs de radiocommande, ou même récepteur son en télévision lorsque le son est transmis en modulation de fréquence.

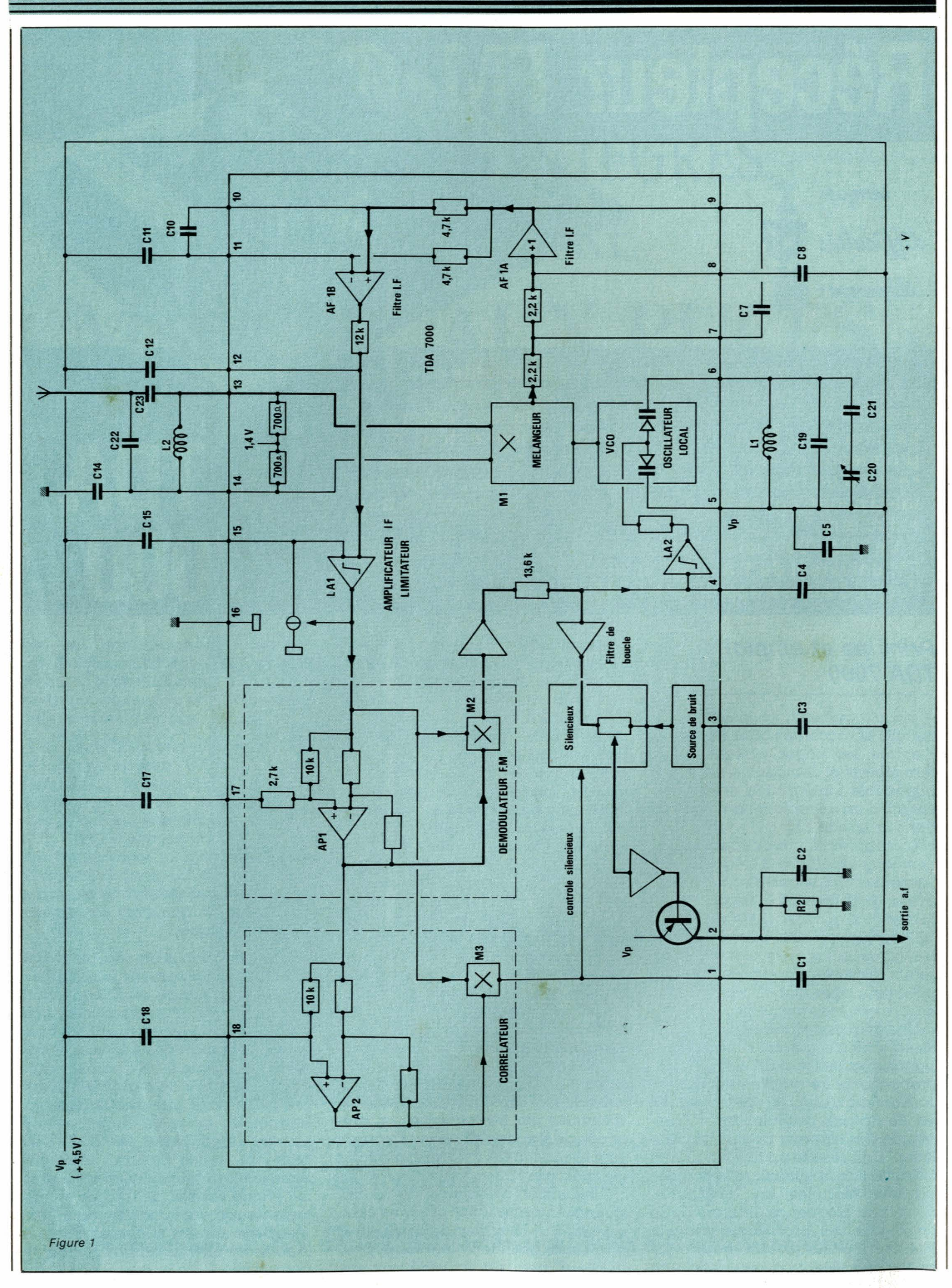

TDA 7000
AF 1B
Filtre I.F
AF 1A
Filtre I.F
4,7 k
4,7 k
12 k
2,2 k
2,2 k
MELANGEUR
M1
VCO
OSCILLATEUR LOCAL
AMPLIFICATEUR IF LIMITATEUR
LA 1
LA 2
13,6 k
Filtre de boucle
Silencieux
Source de bruit
controle silencieux
M2
DEMODULATEUR F.M
M3
CORRELATEUR
AP1
AP 2
10 k
10 k
2,7 k
1,4 V
700Ω
700Ω
C 11
C10
C 12
C23
C22
L2
C 14
C 15
C17
C 18
C 8
C7
L1
C19
C20
C21
C 5
C 4
C 3
C 2
R2
C 1
sortie a.f
+ V
Vp
Vp (+4,5V)

Figure 1

Un récepteur FM à TDA 7000 est aussi simple d'emploi que simple à réaliser. L'association du corrélateur et de la boucle à verrouillage de fréquence facilite l'accord sur une fréquence même si le condensateur ou potentiomètre de commande manque de précision. Le TDA 7000 se prête parfaitement à la conception de récepteurs plus sophistiqués : récepteurs portatifs ou radio-réveils. Dans ce cas le condensateur variable d'accord est remplacé par un potentiomètre et une diode à capacité variable ou par plusieurs potentiomètres si l'on opte pour un récepteur à stations préréglées. La mise en œuvre de tels circuits ne pose aucun problème puisqu'il n'y a pas de circuits accordés dans l'étage d'entrée-RF - et seul l'oscillateur local doit être commandé. Cette caractéristique élimine tous les problèmes d'accord simultané entre le ou les filtres d'entrée et l'oscillateur local.

Le TDA 7000 existe en deux boîtiers différents : un boîtier 18 broches dual in line, boîtier traditionnel et un microboîtier 16 broches, dans ce cas le circuit est référencé TDA 7010 T. Le constructeur prévoit dans la même lignée une version à faible tension d'alimentation, une version en récepteur FM stéréo et une version en récepteur AM/FM.

Caractéristiques du circuit

Le circuit intégré TDA 7000 peut-être alimenté sous 4,5 V et dans ce cas le courant absorbé vaut 8 mA. Il est capable de recevoir les émissions FM de 1,5 MHz à 110 MHz. Il peut donc être utilisé dans la bande CB 27 MHz, sur les fréquences des «micros sans fils» 32,8 MHz, 36,4 MHz et 39,2 MHz, dans les bandes de radiocommande 41 et 72 MHz et bien sûr dans la bande FM.

Pour un niveau de fréquence intermédiaire à 3 dB en dessous du seuil du limiteur, le signal d'entrée vaut 1,5 µV mais pour un rapport signal sur bruit de 26 dB le niveau d'entrée vaut 5,5 µV. C'est cette dernière valeur qu'il faut comparer avec celle des récepteurs FM traditionnels, la sensibilité correspondant à un niveau d'entrée pour un rapport S/B donné.

Description du circuit

Comme le montre le schéma interne du circuit représenté à la **figure 1**, le TDA 7000 comprend : un oscillateur local, un mélangeur, un filtre de fréquence intermédiaire à deux étages suivi par un amplificateur limiteur et un démodulateur FM à quadrature. On trouve finalement le circuit de silencieux contrôlé par le corrélateur. Le gain de conversion du mélangeur et l'important gain de l'amplificateur limiteur fonctionnant à la fréquence intermédiaire donnent une bonne réjection des signaux AM.

Pour un niveau de fréquence intermédiaire à 3 dB en dessous du seuil de limitation de l'amplificateur FI, la tension d'entrée RF vaut 1,5 µV. Dans un récepteur portatif classique le seuil ne peut se trouver aussi bas car le limiteur génère des harmoniques qui sont retransmises à l'entrée antenne. Avec une fréquence intermédiaire à 70 kHz, l'amplitude des harmoniques à 100 MHz est extrêmement faible et celles-ci ne peuvent perturber l'étage d'entrée.

Comme nous l'avons dit précédemment il est nécessaire de compresser l'excursion en fréquence dans les étages à fréquence intermédiaire. Cet impératif est réalisé avec une boucle à verrouillage de fréquence : la sortie du démodulateur FM étant utilisée pour décaler la fréquence de l'oscillateur local en proportion inverse de la déviation du signal a fréquence intermédiaire, déviation due à la modulation.

Le filtre actif de fréquence intermédiaire

Pour cette description le filtre peut être scindé en trois parties : un filtre passe-bas de Sallen et Key, un filtre passe-bande et un filtre passe-bas d'ordre 1. Ce filtre est représenté à la **figure 2.**

La première celulle est donc un filtre actif réalisé autour de l'amplificateur AF 1 A. Seuls C_7 et C_8 peuvent être choisis par l'utilisateur puisque les résistances, notées R_1 à la **figure 2** sont internes et valent 2,2 kΩ. La fonction de transfert du système vaut selon un résultat bien connu :

$$F_1(p) = \frac{0{,}9}{R_1^2\, C_7\, C_8\, p^2 + 2R_1\, C_8\, p + 1}$$

La fréquence de coupure est donnée par la relation :

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi\, R_1 \sqrt{C_7\, C_8}}$$

et le coefficient de surtension

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_7}{C_8}}$$

Dans le cas où la fréquence intermédiaire est choisie à 70 kHz, on peut prendre C_7 = 3,3 nF, C_8 = 180 pF et l'on obtient f_0 = 94 kHz et Q = 2,1

La seconde celulle est le filtre passe-bande réalisé autour de l'amplificateur AF1B. Comme précédemment les résistances R_2 sont internes et valent 4,7 kΩ. La fonction de transfert de ce circuit est tout aussi simple :

$$F_2(p) = \frac{R_2\, C_{11}\, p}{R_2^2\, C_{10}\, C_{11}\, p^2 + (2C_{10} + C_{11})\, R_2 p + 1}$$

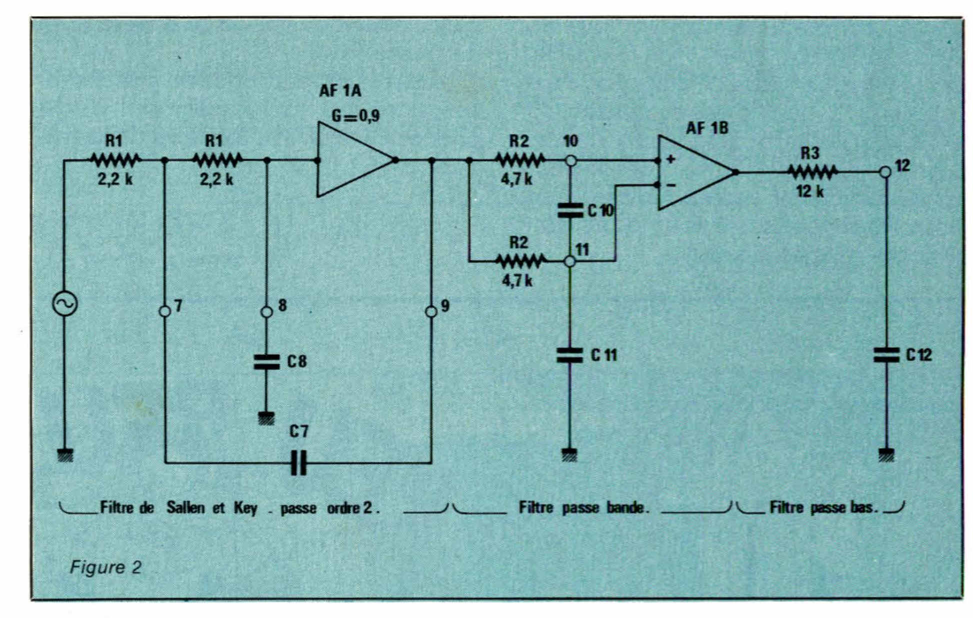


Figure 2

Il est assez simple de chercher les racines du dénominateur, on obtient alors deux fréquences de coupure, une fréquence de coupure haute et une fréquence de coupure basse. Les expressions exactes de ces deux fréquences ne sont pas très simples. Si C_{10} est beaucoup plus faible que

C_{11} on aboutit, après plusieurs approximations, à des relations plus commodes:
fréquence de coupure haute :
$f_1 = 1/2\pi R_2 C_{10}$
et fréquence de coupure basse :
$f_2 = 1/2\pi R_2 C_{11}$.

Si, toujours dans le cas de notre FI à 70 kHz, on prend C_{10} = 330 pF et C_{11} = 3,3 nF on a f_1 = 103 kHz et f_2 = 10,3 kHz.

La dernière section du filtre est un passe-bas, du type le plus simple qui soit, dont nous rappelons la fonction de transfert: $F_3(p) = 1/(1 + R_3 C_{12} p)$, la fréquence de coupure vaut $f_3 = (1/2\pi R_3 C_{12})$ et si l'on prend C_{12} = 150 pF, sachant que R_3 est fixe et vaut 12 kΩ on a: f_3 = 88,4 kHz. La fonction de transfert globale du circuit s'obtient en effectuant le produit des trois fonctions précédemment recitées, donc $F(p) = F_1(p) \cdot F_2(p) \cdot F_3(p)$.

La courbe de réponse amplitude/fréquence du filtre caractérisé par la fonction F (p) est représenté à la **figure 3**.

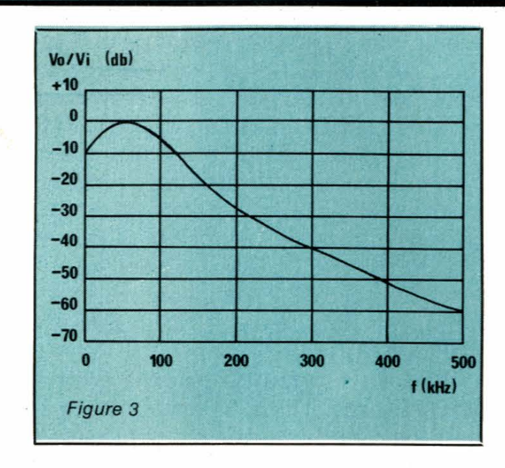


Figure 3

Le démodulateur FM

Le démodulateur FM associé au déphaseur est représenté à la **figure 4.** Ce démodulateur à quadrature convertit les variations de fréquence du signal à fréquence intermédiaire en un signal basse fréquence: signal audio. La pente de conversion du démodulateur vaut – 3,6 V/MHz. On remarque dans ce cas que, l'excursion FI étant compressée à ± 15 kHz, le signal de sortie ne dépassera jamais 100 mV. Le déphasage de 90° est assuré par le filtre passe-tout réalisé autour d'un amplificateur opérationnel.

Si nous appelons Z l'impédance connectée entre l'entrée non-inverseuse de l'AOP et le zéro électrique, la fonction de transfert du filtre passe-tout vaut:

$$F_4(p) = \frac{Z - R_1}{Z + R_1}$$

Si Z n'est constituée que d'un condensateur, $F_4(p)$ s'écrit alors:

$$F_4(p) = \frac{1 - R_1 C_{17} p}{1 + R_1 C_{17} p}$$

Le module de $F_4(p)$ est constant quelle que soit la fréquence, le filtre ne modifie pas l'amplitude du signal présent à l'entrée ou encore pour toutes les fréquences on retrouve à la sortie un signal égal en amplitude au signal présent à l'entrée. Cette caractéristique vaut à ce filtre le nom de passe-tout.

Mais si l'amplitude n'est pas modifiée, il en est tout autrement de la phase qui vaut en fonction de la fréquence:

$$\varphi = -\,\mathrm{Arctg}\left(\frac{2\,\omega R_1 C_{17}}{1 - R_1^2 C_{17}^2 \omega^2}\right)$$

Et lorsque $1 - R_1^2 C_{17}^2 \omega^2 = 0$, la tangente étant infinie, le déphasage vaut – 90°. Ce filtre déphase donc de 90° un signal d'entrée de fréquence $f = (1/2\pi R_1 C_{17})$.

Dans la pratique l'impédance Z n'est pas une capacité pure mais une capacité C_{17} en série avec une résistance R_2.

$$\text{Avec } Z = R_2 + \frac{1}{C_{17} p}$$

Un nouveau calcul nous donne:

$$F_4(p) = \frac{(R_2 - R_1) C_{17} p + 1}{(R_2 + R_1) C_{17} p + 1}$$

Dans ce cas l'amplitude est légèrement modifiée avec la fréquence, le module de $F_4(p)$ n'étant pas constant quelle que soit la fréquence. Pour la phase on a une relation tout à fait similaire à celle trouvée précédemment:

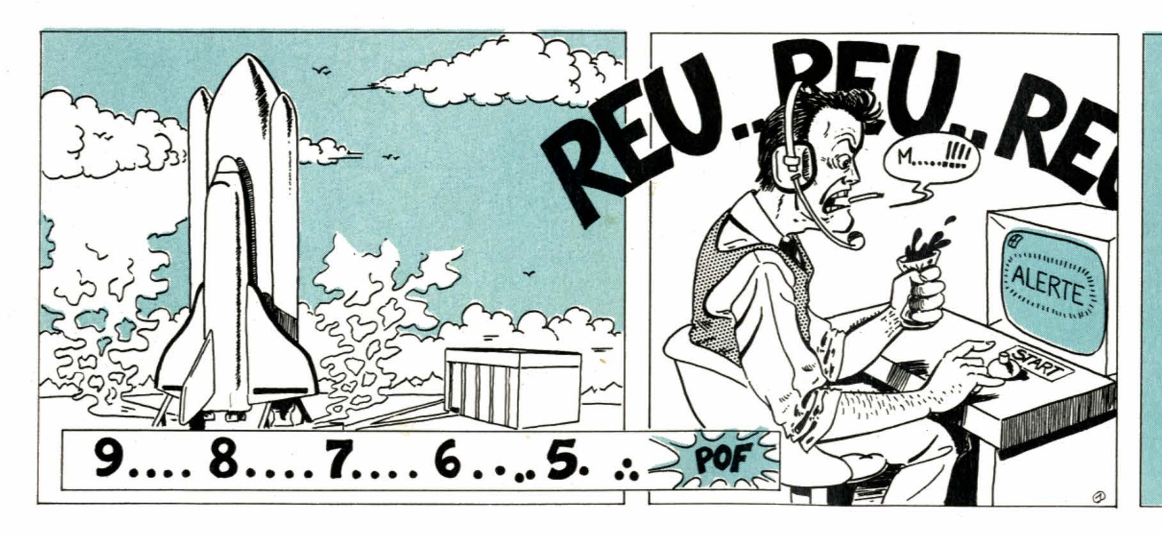
$$\varphi = -\,\mathrm{Arctg}\left(\frac{2 R_1 C_{17}\,\omega}{1 - (R_1^2 - R_2^2) C_{17}^2 \omega^2}\right)$$

Il existe aussi une fréquence pour laquelle la phase vaut 90°:

$$f = \frac{1}{2\pi C_{17}\sqrt{R_1^2 - R_2^2}}$$

et l'on pourra remarquer (en effectuant le calcul) que l'amplitude du signal d'entrée n'est pas modifiée pour cette fréquence particulière. On peut facilement calculer C_{17} pour que le déphasage vale 90° à 70 kHz sachant que R_1 = 10 kΩ et R_2 = 2,7 kΩ.

La valeur des deux résistances supplémentaires, résistance de contre-réaction et résistance d'entrée, n'intervient pas dans les calculs à condition que ces deux résistances aient la même valeur.



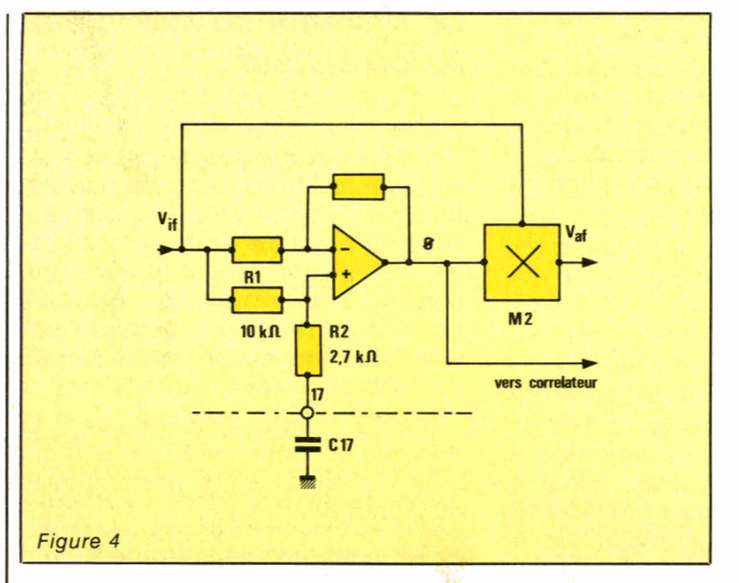


Figure 4

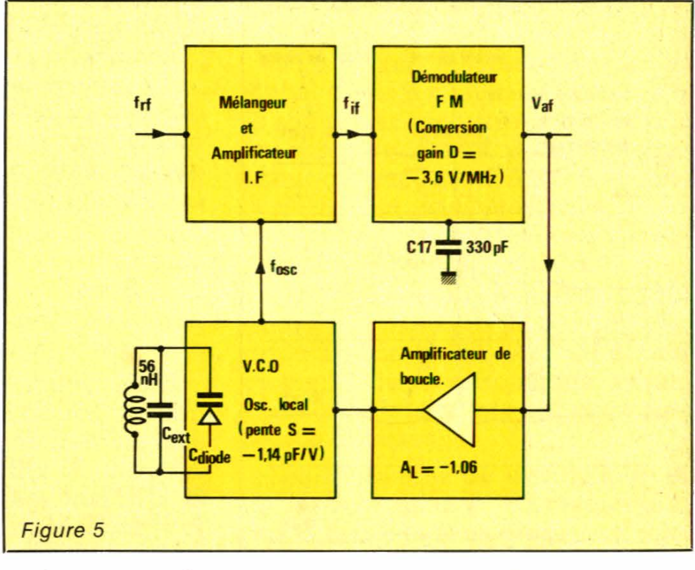


Figure 5

La boucle à verrouillage de fréquence

Le principe de compression d'excursion de fréquence de la fréquence intermédiaire est illustré par le schéma de la **figure 5.** Si l'on ôte l'amplificateur de boucle de ce schéma synoptique, on est en présence du synoptique d'un récepteur traditionnel. L'originalité et la nouveauté viennent de la contre-réaction appliquée, par la tension de sortie BF, sur la fréquence de l'oscillateur local.

En boucle ouverte, lorsque la tension de contre-réaction n'est pas appliquée à l'oscillateur local, le gain de conversion du démodulateur (V_{AF}/V_{IF} = D = − 3,6 V/MHz. En boucle fermée le gain de conversion est réduit. Le gain en boucle fermée peut se déduire de la formule générale applicable à tout circuit contre réactionné :

$$\frac{V_{AF}}{V_{IF}} = \frac{D}{1 + \beta \cdot |D|}$$

Dans cette relation D représente le gain en boucle ouverte, et β le taux de contre-réaction.

La fréquence de l'oscillateur local est déterminée par : la self externe, la capacité globale en parallèle, le facteur de conversion du VCO exprimé en pF par volt de la tension d'accord. Dans ces conditions on peut écrire :

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2}\sqrt{C_o + sV}}$$

où V représente la tension de contre-réaction appliquée à l'entrée du VCO. La capacité équivalente sV étant très faible par rapport à Co on peut faire l'approximation suivante:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_o}} \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{sV}{2\,C_o}}\right)$$

ou encore

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_o}}\left(1 - \frac{sV}{2\,C_o}\right)$$

Lorsque V = 0 il n'y a pas de modulation et l'oscillateur est accordé sur la fréquence centrale fo. fosc peut aussi s'écrire :

$$f_{osc} = f_o - \frac{sVf_o}{2\,C_o}$$

La tension V résulte de l'amplification de la tension BF : $V = V_{AF} \cdot A$. On a donc finalement :

$$f_{osc} = f_o - \frac{sf_o\,A}{2\,C_o}V_{AF}$$

Le terme (s fo A/2 Co) est le taux de contre-réaction β.

Le gain en boucle fermée se déduit facilement:

$$\frac{V_{AF}}{V_{IF}} = \frac{D}{1 + |D| \cdot \frac{A \cdot s \cdot f_o}{2\,C_o}}$$

Dans cette expression D est exprimé en volts par MHz, A est sans unité, s est en pF par volt, f en MHz et Co en pF. Dans ces conditions l'homogénéité est respectée et le dénominateur est sans dimension.

Pour le TDA 7000 nous avons les valeurs suivantes: fo = 98 MHz, Co = 49 pF, A = − 1,06 et s = − 1,14 pF/V. Ce qui donne :

(V_{AF}/V_{IF}) = − 0,67 V/MHz.

Cette boucle permet donc la compression dans un facteur légèrement supérieur à 5 (5,35) de l'excursion de la fréquence intermédiaire.

Le schéma de la **figure 6** rend compte du phénomène en présence de modulation. En absence de modulation, si la fréquence à recevoir vaut 96 MHz, la fréquence de l'os-

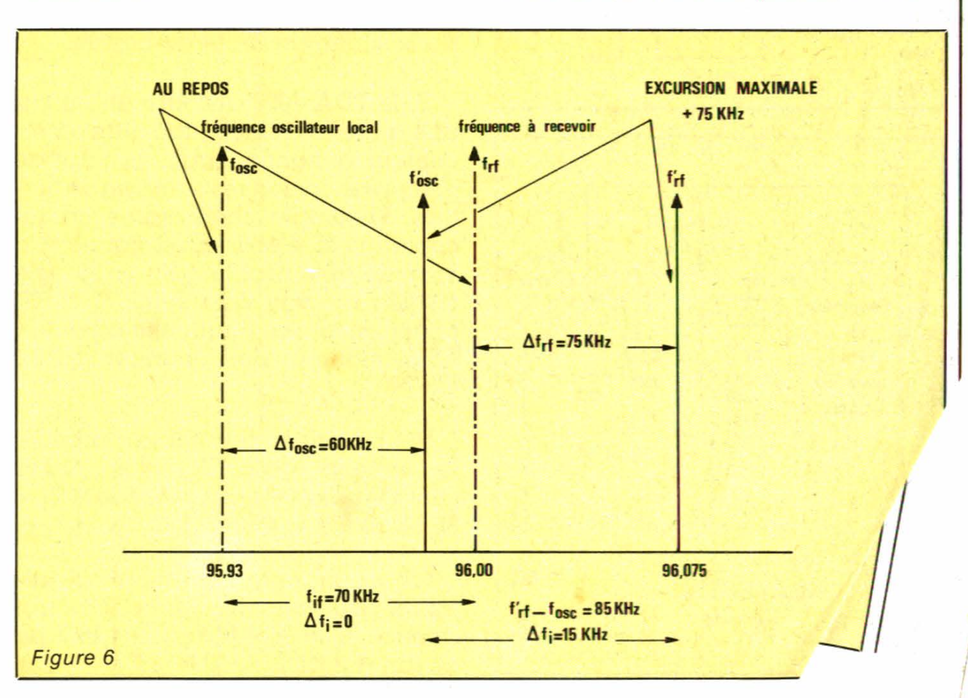


Figure 6

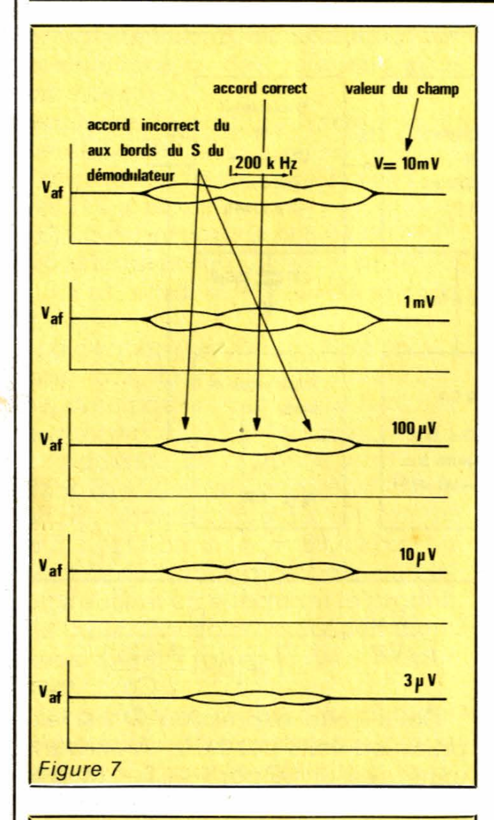


Figure 7

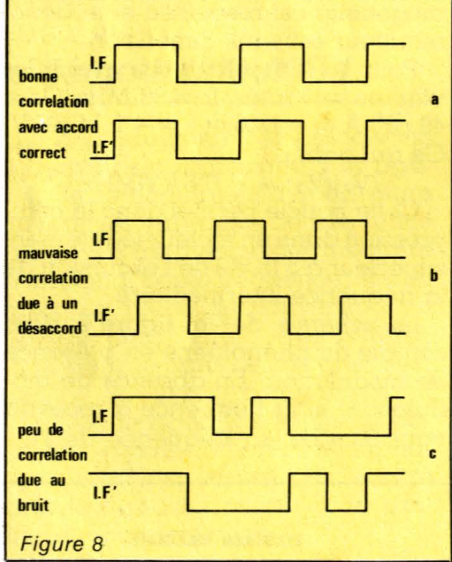


Figure 8

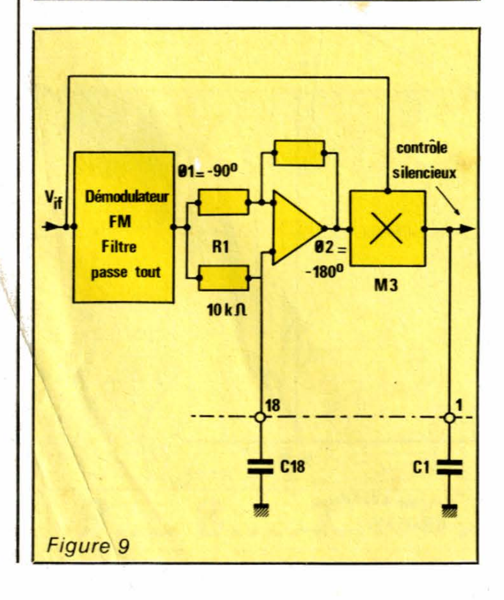


Figure 9

cillateur local vaut bien sûr 96,000 – 0,070 = 95,930 MHz = fosc.

Lorsque la porteuse est modulée, la fréquence de l'oscillateur local se déplace en **même temps** et dans le **même sens** que la modulation. Le déplacement de la fréquence de l'oscillateur local vaut :

$$\Delta\, \text{fosc} = \frac{-\ \text{sfo AD}}{2\ \text{Co}}\ \Delta\, \text{rf}$$

Dans cette relation D représente le gain en boucle fermé. Δ_{rf} est l'excursion en fréquence du signal reçu, si Δ_{rf} vaut 75 kHz on aura Δfosc ≅ 60 kHz, pour les valeurs précédentes fo = 95,93 MHz. La nouvelle valeur de l'oscillateur local vaut f'osc = fo + Δfosc et l'excursion en fréquence de la fréquence intermédiaire :

$\Delta f_i = f_{rec} + \Delta f_{rf} - f_o - \Delta f_{osc}$ et finalement Δf_i = 15 kHz.

De l'étude de ce circuit de compression, sur lequel repose tous les principes de base du TDA 7000, on doit tirer quelques conclusions intéressantes :

— Sur une plage de fréquences donnée, le gain en boucle fermée n'est pas constant mais dépend du rapport fo/Co.

Dans la bande FM, limitée par les fréquences 88 MHz et 108 MHz, le gain en boucle fermée varie de 0,842 V/MHz à 0,510 V/MHz, le taux de compression variant de 4,27 à 7,05. Et ceci signifie que pour une excursion équivalente, le signal BF dû à des émissions proches de 88 MHz sera plus élevé que pour les émissions situées en bout de bande.

Si le TDA 7000 doit être utilisé sur une autre fréquence, toujours en récepteur à bande large, le taux de compression doit rester voisin de 5. A titre d'exemple choisissons un récepteur à 36,4 MHz. En examinant la formule délivrant le gain en boucle fermée on voit que seuls f_o et C_o changent d'une fréquence à l'autre. Quel élément doit changer : L ou Co ?

Pour ne rien changer par ailleurs le rapport (fo/2 Co) doit rester constant. Dans le cas précédent fo = 98 MHz, Co = 49 pF, fo/2 Co = 1.

On appliquera cette nouvelle relation pour tout changement de fréquence. fo' = 36,4 MHz, Co = 18,2 pF ce qui donne L ≐ 1,06 µH.

Le système de silencieux à corrélateur

Une des différences de fonctionnement entre les récepteurs FM et les récepteurs AM est que pour une station FM l'accord peut être obtenu sur trois positions différentes du potentiomètre ou condensateur d'accord. En plus de la position correcte il existe deux positions parasites dues aux flancs de la courbe en S du démodulateur.

Sur les bords de la courbe en S, la linéarité est très mauvaise, elle accroit la distorsion par harmoniques du signal BF.

Sur le schéma de la **figure 7**, on a représenté les trois accords possibles pour diverses valeurs du champ. La fréquence et l'amplitude de la réponse sur les bords sont fonction de la valeur du champ et les réponses parasites sont séparées de l'accord correct par un point d'amplitude minimale. En pratique cette amplitude minimale est mal définie car le taux de modulation n'est pas constant et bien souvent on a un débordement du canal adjacent qui vient noyer ce point d'amplitude minimale.

Les récepteurs FM performants sont équipés de silencieux activés lorsque le signal est trop faible, un galvanomètre d'accord à zéro central facilite la tache au moment de l'accord. On trouve finalement un indicateur de champ qui lui aussi facilite l'accord. Bien que le TDA 7000 soit principalement destiné aux récepteurs portatifs, il comporte un nouveau système de silencieux très efficace qui supprime le bruit entre les stations et les réponses parasites dues à un désaccord vers les bords de la courbe en S du démodulateur.

Le système de silencieux est contrôlée par un circuit qui détermine la corrélation entre la forme d'onde du signal à fréquence intermédiaire et ce même signal inversé puis retardé de la moitié de la période de la fréquence intermédiaire nominale. Un générateur de bruit est associé au silencieux pour donner une indication audible en cas d'accord incorrect. La **figure 8** rend compte du fonctionnement du silencieux.

Le signal IF est le signal de fréquence intermédiaire. Le signal IF' est obtenu, à partir de IF, par inversion puis retard d'une demi période. Dans le cas d'un accord correct

comme le montre la **figure** (a) les deux formes d'onde sont identiques et il en résulte une correlation importante. Dans cette situation le signal audio est validé. Si le circuit est légèrement désaccordé (b) le signal IF' est légèrement décalé par rapport à IF. Il n'y a que peu de corrélation entre les deux signaux et la sortie audio est coupée. Et enfin le diagramme (c) montre que, par le faible cœfficient de surtension du filtre de fréquence intermédiaire, le bruit entraine d'importantes fluctuations de la période du signal FI, là aussi la sortie audio est invalidée. Le système de silencieux à corrélateur supprime donc le bruit et les réponses sur les bords de la courbe en S.

Le seuil d'entrée en action du silencieux est beaucoup plus bas que celui obtenu dans la plupart des autres systèmes. Ce nouveau système est idéal pour les récepteurs portatifs qui doivent souvent être capables de recevoir des signaux d'amplitude juste supérieure au bruit.

Comme le montre le schéma de la **figure 9**, le circuit de silencieux comprend un filtre passe-tout connecté en série avec le démodulateur FM associé au réseau déphaseur (passe-tout). Le condensateur C_{18} ajuste le déphasage global à 180°. Ce signal déphasé de 180° est appliqué au mélangeur M_3 qui détermine la corrélation entre le signal FI direct et le signal FI inversé et retardé. La sortie du mélangeur M_3 commande le silencieux, celui-ci fournit ou non le signal audio démodulé au buffer de sortie. Si le taux de corrélation est grand la sortie audio délivre le signal démodulé, si le taux est faible le buffer de sortie reçoit les signaux issus de la source de bruit. L'entrée en action du circuit de silencieux est progressive pour éviter la génération de phénomènes audio transitoires..

La sortie du mélangeur M_3 est disponible à la broche 1 et peut être utilisée pour piloter un indicateur d'accord. La **figure 10** représente les deux régions pour lesquelles le signal audio est validé. La première correspond à l'accord correct f_1, la seconde correspond à la fréquence image $- f_1$. La fréquence image n'est donc pas supprimée lorsque le circuit fonctionne en boucle ouverte. Lorsque le circuit fonctionne en boucle fermée, la constante de temps du système de silencieux, qui est déterminée par le condensateur C_1 de la **figure 9**, modifie le fonctionnement et le signal audio n'est plus transmis à la sortie si l'accord est effectué sur la fréquence image.

Fonctionnement du silencieux associé à la boucle FLL

La réponse du circuit FLL en boucle fermée est représentée par la **figure 11**; sur cette figure l'origine représente la valeur nominale de la fréquence intermédiaire : 70 kHz. $f_{rf} - f_{osc} = f_1$.

Dans le cas de l'accord correct, le signal audio est toujours transmis à la sortie. Les réponses parasites sur les bords de la courbe du démodulateur correspondent à des fréquences $-f_2$ et $+ f_2$ situées hors de la bande du filtre de fréquence intermédiaire et sont supprimées.

Les transitions rapides du signal audio, aux moments du verrouillage de la boucle (points A et B) et aux moments du deverrouillage (points C et D) sont supprimés par deux processus annexes.

Les transitions de verrouillage et de deverrouillage correspondant aux points B et D se présentent si la fréquence intermédiaire FI est plus grande que f_2 et sont alors supprimées par l'action du silencieux.

La situation due au deverrouillage au point C est différente car le silencieux n'est actif que sur la fin des transitions. Pour supprimer complètement ces transitoires, le condensateur C_1 de la figure 1 garde la ligne de commande du silencieux à un potentiel tel qu'il soit actif pendant le court instant nécessaire à ce que la fréquence intermédiaire passe de $- f_1$ à $- f_2$. Le même phénomène se répète au point A où la fréquence intermédiaire passe de $- f_2$ à $- f_1$. Comme la fréquence image est située à mi-chemin entre $- f_1$ et $- f_2$, elle est alors supprimée.

La **figure 12** montre les variations de niveau du signal audio en fonction de la valeur du signal RF recueilli par l'antenne. Il y a, par rap-

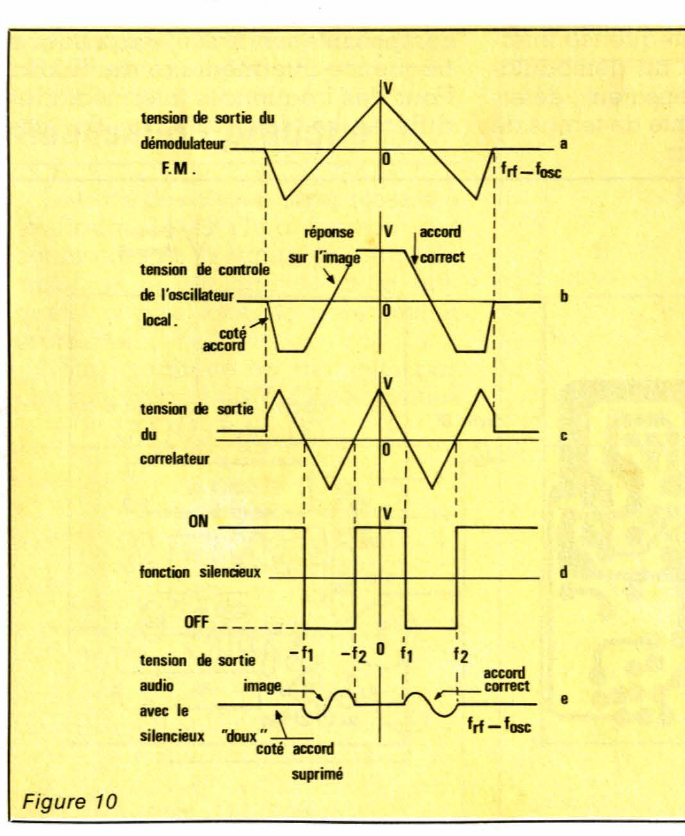


Figure 10

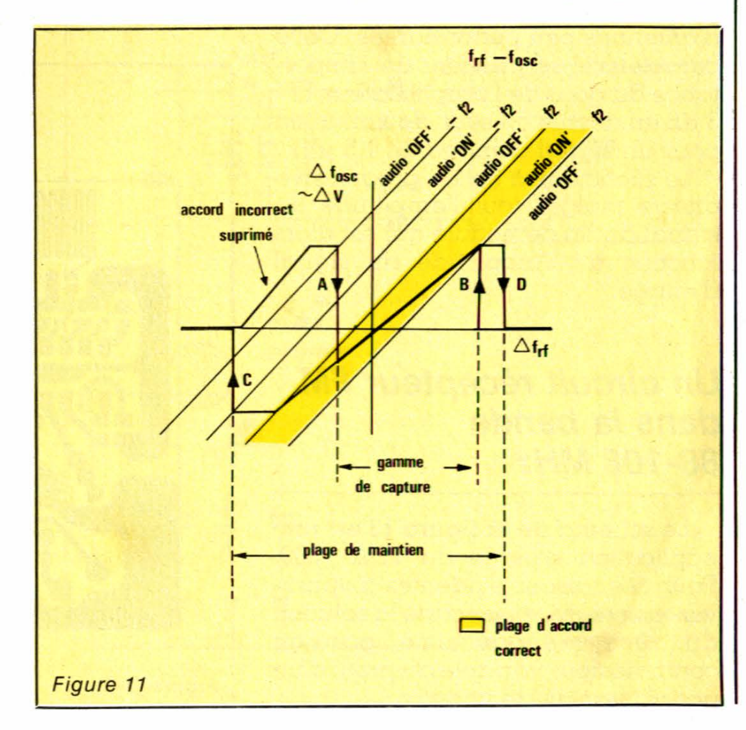


Figure 11

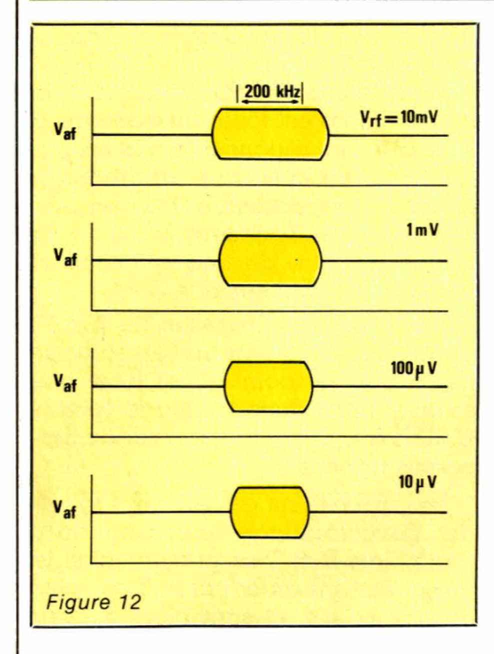


Figure 12

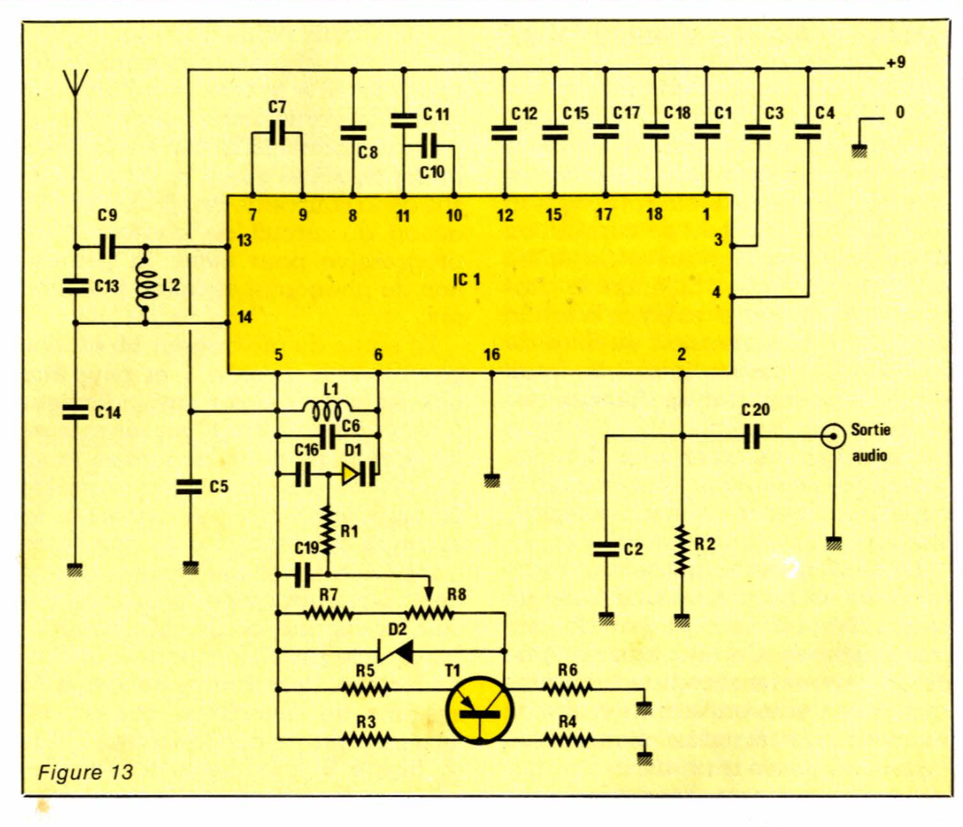


Figure 13

port à un récepteur traditionnel, trois différences notables :

— Pas de réponse sur les bords de la courbe en S. Le silencieux combine la fonction desaccord et la fonction mesure du champ.

— La plage de fréquence d'accord correct est élargie, même avec des antennes peu performantes. Cette caractéristique est due au contrôle automatique de fréquence qui comprime l'excursion des signaux RF pour ne donner que le cinquième de cette excursion en FI. Il n'y a pas de distorsion lorsque le récepteur est très légèrement désaccordé, la boucle FLL rattrape le desaccord.

— Malgré la présence d'un système de silencieux à action progressive la qualité du signal audio reste excellente même en cas d'utilisation d'antennes peu performantes. Cette caractéristique provient de l'importance du gain de l'amplificateur FI : 3 dB en dessus du seuil de limitation pour un signal d'entrée de 1,5 µV.

Le silencieux à action progressive affecte malgré tout l'amplitude du signal audio démodulé qui est alors fonction de l'amplitude du signal d'entrée.

Un circuit récepteur FM dans la bande 88-108 MHz

Le schéma de la **figure 13** est une application typique du TDA 7000. Pour des raisons évidentes d'approvisionnement, on a écarté la solution du récepteur accordé par un condensateur variable au profit d'un accord par diode varicap.

La fonction de certains composants périphériques n'ayant pas été décrite dans un précédent chapitre, elle le sera dans celui-ci.

R_2, C_2 déterminent la constante de temps de désaccentuation. $R_2 C_2$ = 50 ou 75 µs. C_3 est connectée au générateur de bruit. Si ce condensateur est omis, il n'y a aucun bruit entre les stations. C_4 est un condensateur de filtrage qui élimine les harmoniques de la fréquence intermédiaire à la sortie du démodulateur FM. Ce condensateur détermine aussi la constante de temps de verrouillage de la boucle FLL et modifie la courbe de réponse.

C_5 est tout simplement un condensateur de découplage qui devra être connecté aussi près que possible du circuit TDA 7000.

C_7, C_8, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{17} et C_{18} sont les condensateurs caractérisant le filtre de fréquence intermédiaire et le démodulateur. Les valeurs adoptées figurant dans la nomenclature des composants sont calculées pour une fréquence intermédiaire de 70 kHz. Pour des fréquences intermédiaires différentes les valeurs de ces

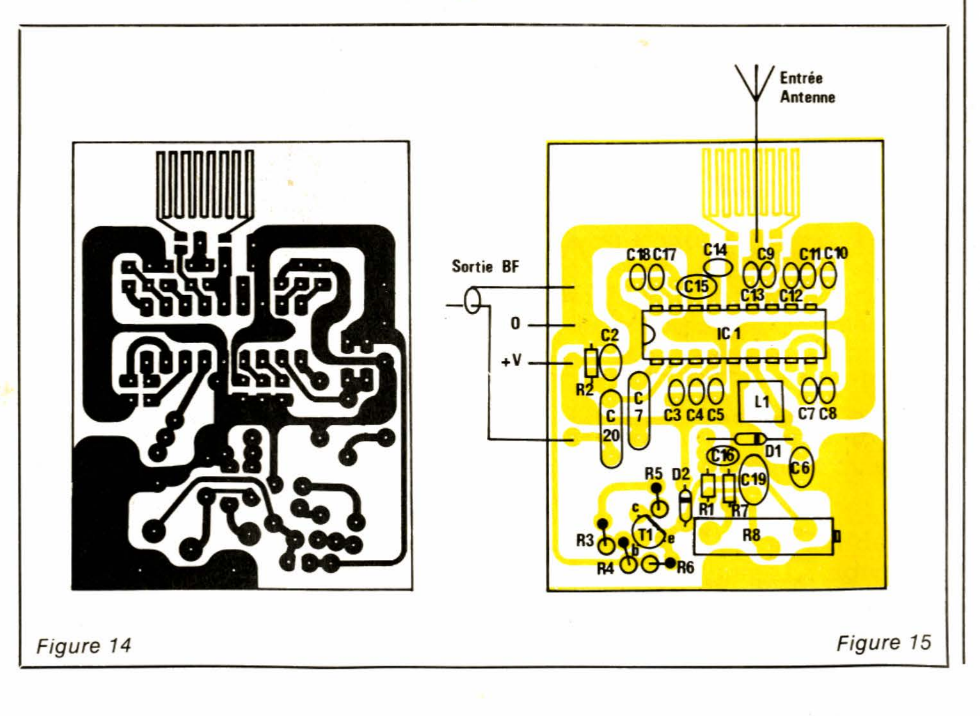


Figure 14

Figure 15

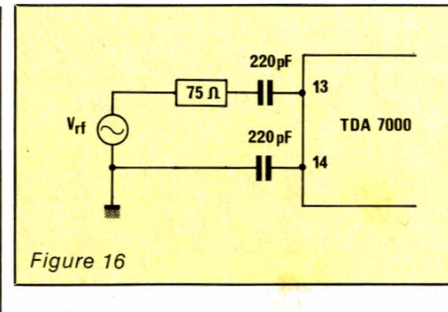


Figure 16

condensateurs doivent être recalculées en s'aidant des formules enoncées dans les précédents paragraphes.

La broche 14 du circuit TDA 7000 correspond à une des entrées du mélangeur. Cette entrée est découplée par le condensateur C_{14}. La ligne de masse aboutissant à ce condensateur C_{14} doit être d'aussi bonne qualité que possible. Le trajet des pistes doit être soigneusement étudié pour éviter tout couplage inductif ou capacitif entre l'entrée du mélangeur et l'oscillateur local.

Le condensateur C_{15} filtre la tension de contre-réaction destinée à l'amplificateur limiteur.

Les condensateurs C_6 et C_{16} fixent la fréquence de l'oscillateur local. Leur valeur dépend de la plage de fréquence à recevoir et de la capacité de la diode varicap.

Les condensateurs C_9 et C_{13} associés à la self L_2 constituent un filtre passe-bande sommaire : $Q = 4$. Si ce filtre n'est pas nécessaire ou si le circuit doit travailler sur une autre plage de fréquence L_2 et C_{13} sont supprimés et C_9 est remplacé par un condensateur de 220 pF.

Réalisation pratique

Le tracé des pistes est représenté à la **figure 14** et l'implantation des composants à la **figure 15**. La réalisation et le câblage de cette plaquette simple face ne pose aucun problème.

Notre maquette est alimenté par une pile plate de 9 V. Dès la fin des opérations de cablage et après les contrôles visuels habituels, la maquette peut être mise sous tension. Le seul réglage consiste à positionner le noyau de la self de l'oscillateur local. Avec la self TOKO employée, le noyau était positionné de manière à donner la valeur de self maximale.

Pour cette opération on peut s'aider d'un second récepteur et s'assurer que le réglage couvre la plage 88-108.

Les courbes de la **figure 16** représentent le niveau de sortie en fonction de la valeur du signal RF d'entrée. Les courbes notées 2 sont obtenues avec la silencieux mis hors service en injectant un courant d'environ 20 µA à la broche 1 du TDA 7000. La fréquence d'injection valait 96 MHz et celle-ci était modulée par un signal à 1 kHz entrainant une excursion en fréquence de ± 22,5 kHz pour la mesure des niveaux de sortie et ± 75 kHz pour la mesure de distorsion.

Modifications et extensions

Comme nous l'avons dit précédemment le TDA 7000 peut être employé dans divers cas et dans ce dernier chapitre nous nous proposons d'enumérer quelques utilisations qui nous paraissent intéressantes.

Le schéma de la **figure 17** représente un indicateur d'accord, ce circuit est si simple qu'il est superflu de s'apesentir sur son fonctionnement.

Il pourra être utilisé dans tous les cas. Seul le courant absorbé par la

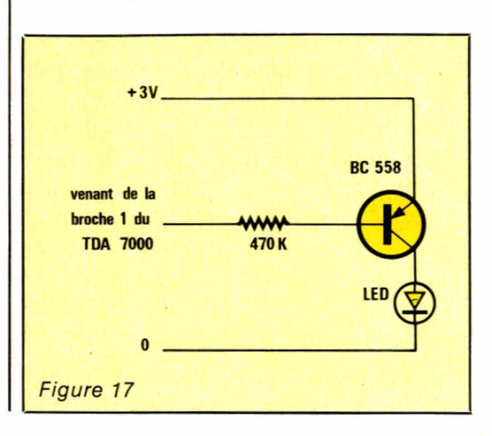


Figure 17

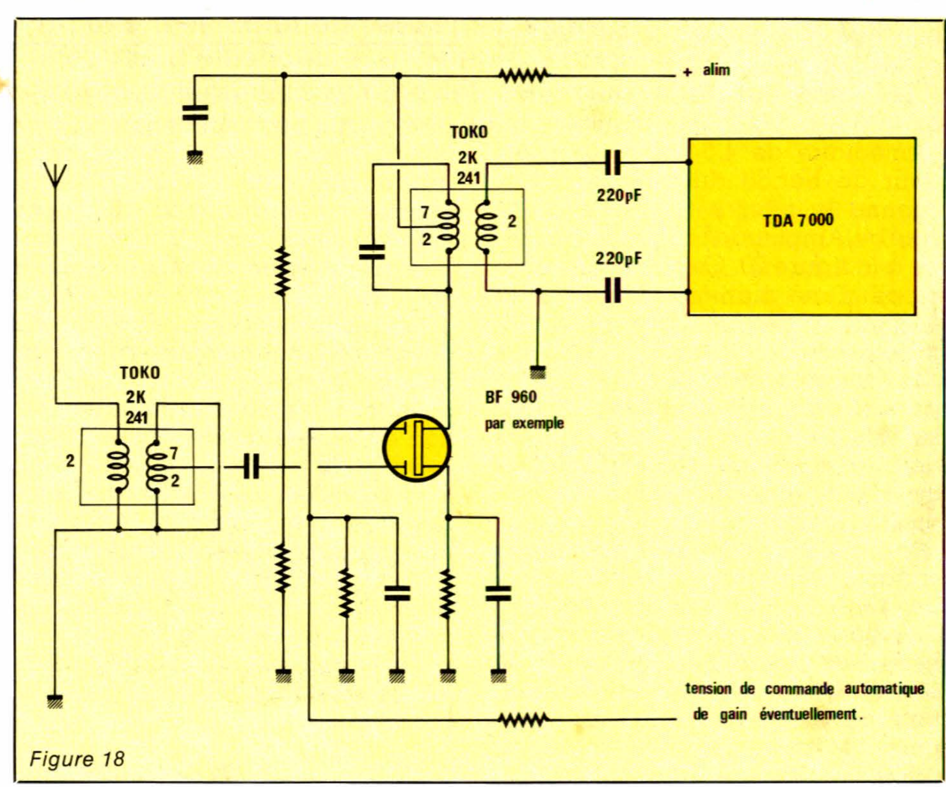


Figure 18

diode électroluminescente est à choisir avec soin (diode à haut rendement) si l'on est soumis à des impératifs de consommation.

Le schéma de la **figure 18** représente la structure d'un récepteur pouvant fonctionner sur les trois fréquences autorisées par les PTT pour les micros HF ou micros sans fil 32,8 MHz, 36,4 MHz et 39,2 MHz.

Pour améliorer la sensibilité on intercale un étage amplificateur associé à deux filtres passe-bande. Le gain de l'étage d'entrée est fonction de la polarisation de la deuxième grille du MOS d'entrée. Le potentiel de la deuxième grille peut être fixe ou piloté par la tension issue d'un circuit de commande automatique de gain qu'il faudra concevoir. Dans ce cas le récepteur fonctionne toujours en bande large (excursion maximale de ± 75 kHz). Les composants périphériques ne changeant pas et ils ne sont pas représentés.

Le fonctionnement en bande étroite

La **figure 19** représente le TDA 7000 cablé en récepteur à bande étroite. Dans ce cas l'oscillateur est remplacé par un oscillateur à quartz. Avec un tel oscillateur il est difficile d'agir sur la fréquence d'oscillation ; il ne peut donc y avoir une compression de l'excursion FI par la boucle FLL. Pour éviter toute apparition de distorsion, l'excursion devra être très sérieusement contrôlée au niveau de l'émetteur.

Les composants de la figure 16 ont été calculés pour une fréquence intermédiaire de 4,5 kHz et une largeur de bande du filtre de 5 kHz comme le montre le relevé de la courbe Amplitude/Fréquence du filtre à la **figure 20**. Ce calcul peut être mené d'une manière simple : si la fréquence intermédiaire est multipliée par un cœfficient N, la valeur des condensateurs C_{17} et C_{18} du filtre passe-tout et la valeur des condensateurs du filtre C_7, C_8, C_{10}, C_{11}, C_{12} doit être multipliée par 1/N. La sélectivité du filtre de fréquence intermédiaire peut-être améliorée pour donner une meilleure réjection des canaux adjacents en utilisant d'autres réseaux en place de C_{10} et C_{11}.

Avec ce circuit le générateur de bruit n'est pas utilisé. Finalement la sortie audio, avant d'être utilisée, traversera un filtre passe-bas à coupure très raide, du type Chebyshev par exemple.

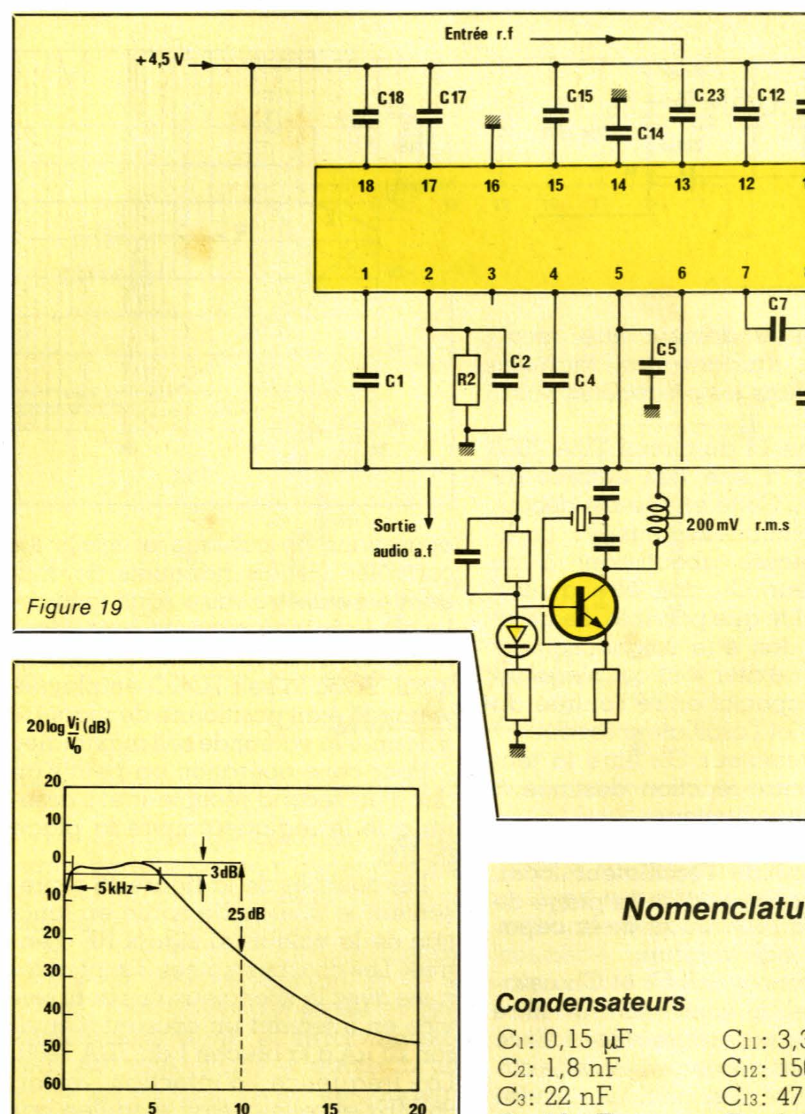


Figure 19

Figure 20

Des filtres de fréquence intermédiaire plus perfomants peuvent facilement être adaptés. Pour obtenir, aux environs de 10 kHz, une atténuation de l'ordre de 45 dB on placera en série avec C_{10} une self de 82 mH et en série avec C_{11} une self de 100 mH.

Les performances du filtre peuvent encore être augmentées en plaçant en parallèle sur la self de 100 mH un condensateur de 2,7 nF. L'atténuation au voisinage de 10 kHz atteint alors 50 dB.

Bien que le TDA 7000 soit un circuit destiné à la réception des émissions en modulation de fréquence il peut être employé dans de nombreux autres cas, ce que nous espérons avoir prouvé. Si tel est le cas, nous retrouverons probablement ce circuit dans les colonnes de Radio Plans prochainement.

F. de Dieuleveult.

Nomenclature

Condensateurs

C_1: 0,15 µF
C_2: 1,8 nF
C_3: 22 nF
C_4: 10 nF
C_5: 10 nF
C_6: 15 pF
C_7: 3,3 nF
C_8: 180 pF
C_9: 39 pF
C_{10}: 330 pF
C_{11}: 3,3 nF
C_{12}: 150 pF
C_{13}: 47 pF
C_{14}: 2,2 nF
C_{15}: 0,1 µF
C_{16}: 3,3 nF
C_{17}: 330 pF
C_{18}: 220 pF
C_{19}: 10 nF
C_{20}: 0,22 µF MKH

Résistances 1/8 W 5 %

R_1: 10 kΩ
R_2: 22 kΩ
R_3: 100 kΩ
R_4: 330 kΩ
R_5: 82 Ω
R_6: 1,5 kΩ
R_7: 5,6 kΩ
R_8: 100 kΩ ajustable multitour T 18 Sfernice.

Inductances

L_1: TOKO 56 nH
L_2: Self imprimé 130 nH

Semi-conducteurs

D_1: BB 105 G
D_2: Zener 3,0 V 0,4 W
T_1: BC 558 B
IC_1: TDA 7000

Asservissement et non linéarité élastique des haut-parleurs

Bien que les techniques d'asservissements analogiques soient parfaitement au point et d'utilisation courante dans toutes les branches industrielles, il est paradoxal de constater que les haut-parleurs n'aient pas bénéficié plus largement de ce progrès.

L'objet de cet article est de présenter des résultats obtenus sur le plan pratique en utilisant une régulation cascade à deux boucles, la boucle interne étant attribuée à la variable la plus rapide, comme il se doit. Pour éviter l'adjonction d'éléments mobiles supplémentaires que constituent les capteurs traditionnels (accélération, vitesse ou position), la deuxième boucle est régulée à partir d'un calculateur de vitesse analogique. Les résultats obtenus confirment qu'une telle solution est satisfaisante, en particulier par l'élimination des distorsions non linéaires d'élasticité. Par ailleurs, l'opposition au déplacement de la partie mobile à toute sollicitation extérieure, telle que manuelle par exemple, est une conséquence du contrôle efficace apporté par l'asservissement.

Constatations sur l'élasticité des suspensions de haut-parleur

Chacun peut effectuer l'essai représenté par la **figure 1**, en retournant un haut-parleur sur son aimant et en le disposant sur un plan horizontal. A ce haut-parleur, on adjoint une chaise circulaire, au diamètre apparent de la bobine, et, latéralement, un repaire mobile face à une réglette graduée, fixe, qui mesurera les déplacements du diaphragme.

En plaçant différents poids sur la chaise, on mesure le déplacement de la partie mobile. De manière à éviter toute attraction sur les poids utilisés, due au flux de fuite de l'aimant, ceux-ci seront amagnétiques, en laiton par exemple.

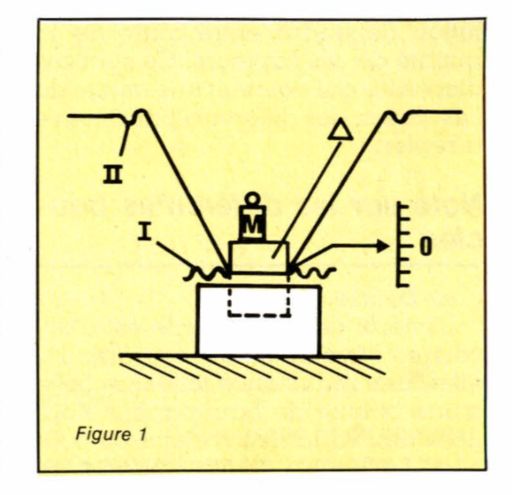


Figure 1

Précisons que ce dispositif permet aussi de mesurer le facteur de force du moteur linéaire en relevant la courbe « force portante » en fonction d'un courant continu réglable appliqué à la bobine. En équilibrant par des poids, à la position zéro du repaire mobile, les différentes valeurs de courant, le tracé $M_{Kg} = f(I_A)$ donne la valeur de Bl en prenant g * au lieu de mesure. Nous donnons ici le tracé de deux courbes $d_{mm} = f(M_{gr})$ effectuées sur deux haut-parleurs de marque différente. **(Figures 2 et 3.)**

Même si certains haut-parleurs portent l'étiquette « Haute-Fidélité », ils ne sont pas exempts de ce défaut de non linéarité, et ce, à l'intérieur même des limites normales du mo-

* *Accélération de la pesanteur du lieu.*

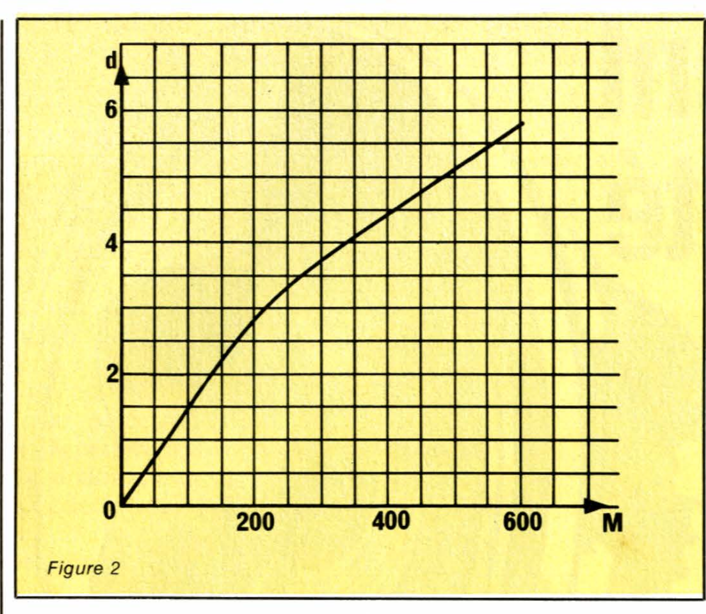


Figure 2

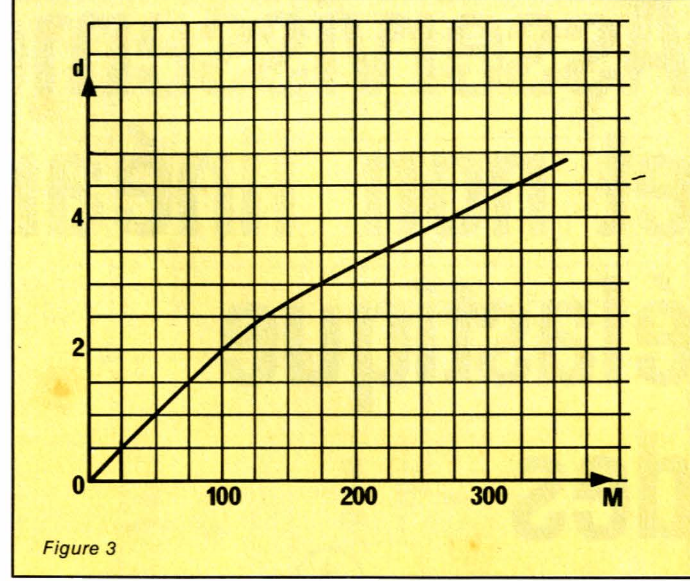


Figure 3

teur linéaire : longueur bobine moins hauteur entrefer. Nous allons voir pourquoi.

A priori, tout haut-parleur est équipé de deux suspensions élastiques. Une suspension I d'une part **figure 1** est constituée par un disque gaufré qui assure un centrage et, d'autre part, une suspension II est constituée en un matériau qui va de la mousse au caoutchouc. La discordance de mise en traction des deux suspensions ou tout défaut de chacune des suspensions crée la non linéarité élastique. Il s'agit donc d'un défaut inhérent à la construction du haut-parleur.

Conséquence du défaut de non linéarité élastique

Soit la construction graphique représentée sur la **figure 4**. Lors du passage d'un signal, triangulaire par exemple, dans un tel dispositif, la sortie obtenue est celle représenté en X. Pour des signaux dont l'amplitude n'atteint pas le coude de changement de pente, la reproduction du signal est linéaire. Pour les amplitudes supérieures, le dispositif introduit des distorsions de non linéarité. Il est facile de déterminer mathématiquement les harmoniques introduits par une telle transmission de signal à partir d'une sinusoïde d'entrée, mais ce n'est pas l'objet de cette étude. Nous verrons pratiquement quel signal corrigé doit être appliqué sur la bobine pour obtenir une sortie correcte. Ce défaut, qui est examiné ici sur un dispositif mécanique, peut se rencontrer dans des systèmes d'amplification mal conçus. Les distorsions s'ajoutent alors les unes aux autres. Plus précisément :

$d_{tot} = \sqrt[2]{\Sigma\ (\text{d partielles})^2}$

Régulation cascade

Cette technique a pris un essor général il y a une vingtaine d'années dans les applications industrielles courantes. La **figure 5** donne un synoptique d'une régulation cascade.

Une régulation type comportera par exemple trois boucles de base. Sans entrer dans le détail et le calcul d'un tel système, il y a lieu de signaler que la disposition suivante :

boucle la plus interne = boucle courant
boucle suivante = boucle vitesse
boucle externe = boucle position

correspond à une nécessité de fonctionnement. Chaque boucle régulée utilise un capteur, soit dans ce cas :

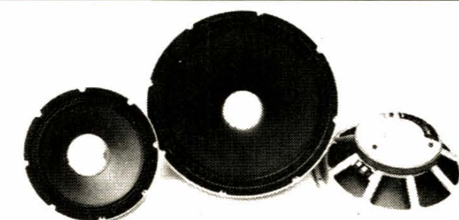
1 capteur courant
1 capteur vitesse
1 capteur position

Il est important de savoir, et c'est logique, que la qualité d'une régulation dépendra entre autre de la qualité de ses capteurs. Ce sont ces dispositifs qui donnent une image de l'évolution des différents paramètres à régler.

Note sur les différentes boucles

a) Boucle courant :

L'intérêt de cette boucle est d'accélérer l'évolution du courant. En effet, une inductance telle que celle d'une bobine de haut-parleur s'oppose aux variations rapides de courant. La boucle courant permet de





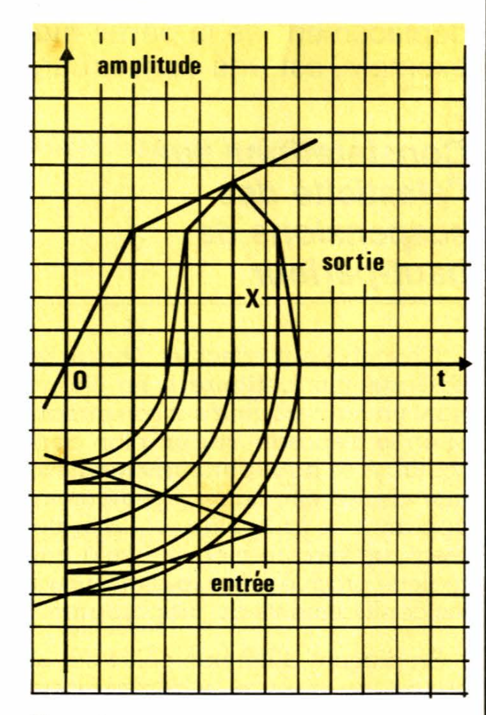
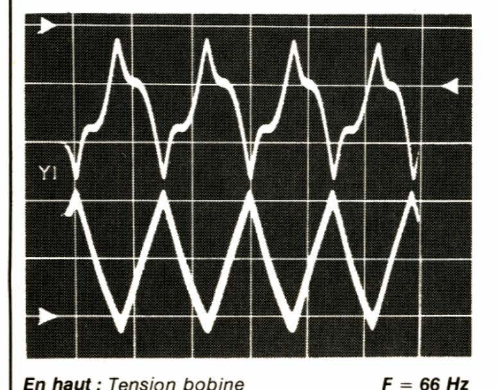
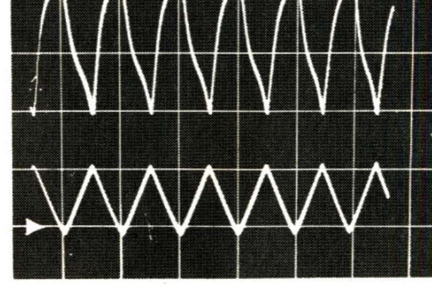


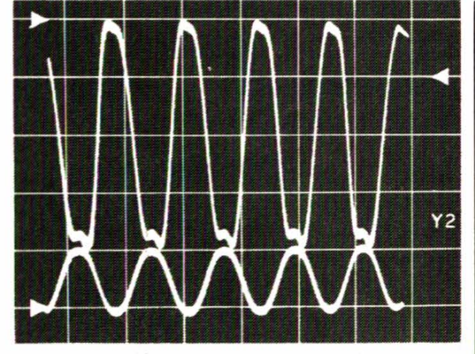
Figure 4



En haut : *Tension bobine* **F = 66 Hz**
En bas : *Signal vitesse*



En haut : *Tension bobine* **F = 100 Hz**
En bas : *Signal vitesse*



En haut : *Tension bobine* **F = 80 Hz**
En bas : *Signal vitesse*

multiplier plusieurs fois la vitesse du courant (dI/dt) par rapport à un système non bouclé.

b) Boucle vitesse :

La sortie du régulateur vitesse est utilisée comme référence à la boucle courant. La caractéristique essentielle des régulateurs est d'avoir un gain très élevé, de manière à corriger au mieux l'écart existant entre la mesure effectuée par le capteur et la valeur demandée à l'entrée de la boucle, dite référence. On comprend l'intérêt de disposer de capteurs précis et rapides.

c) Boucle position :

La position est le paramètre le plus lent de ceux considérés jusqu'ici, il est donc régulé par la boucle extérieure. L'utilisation d'un capteur de position idoine permet, par exemple, la suppression des suspensions élastiques du haut-parleur. Ainsi, hors tension, la membrane est en équilibre indifférent et se place à la position souhaitée à la mise sous tension. Toute tentative de déplacement autre que par commande électrique est impossible. Une telle réalisation reste néanmoins une entreprise de longue haleine qui est du domaine professionnel. Nous donnons ici le principe d'un système ne nécessitant pas d'adjonction sur le haut-parleur.

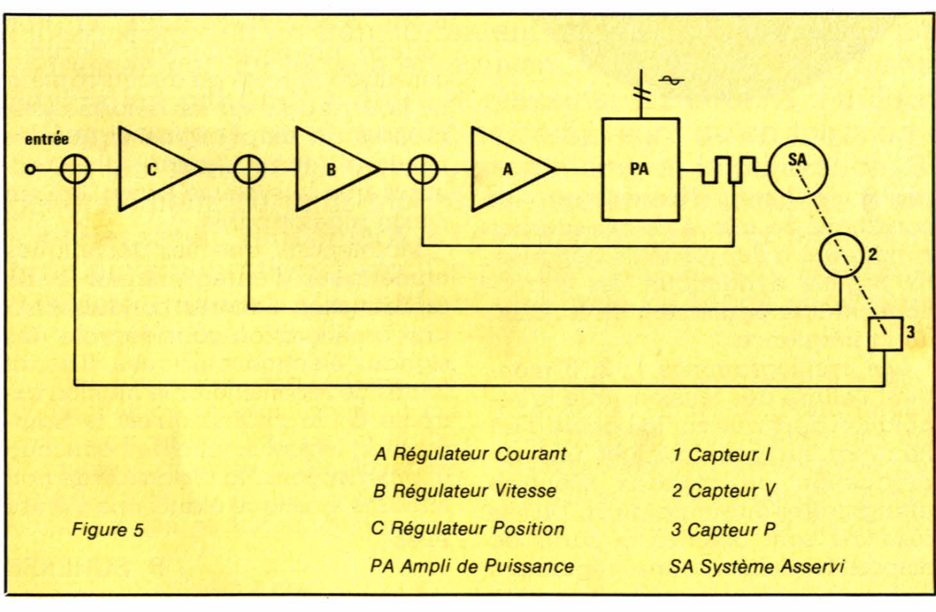
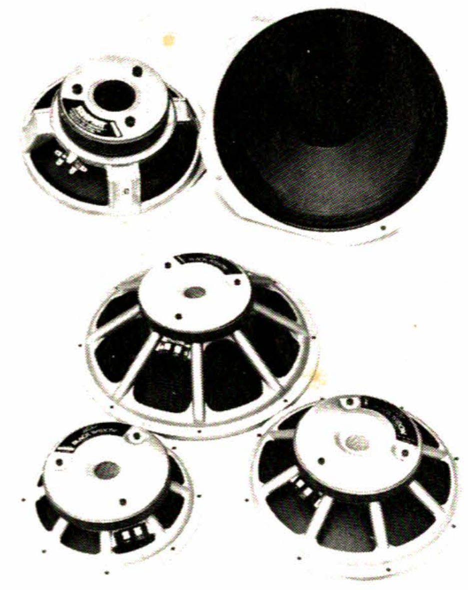
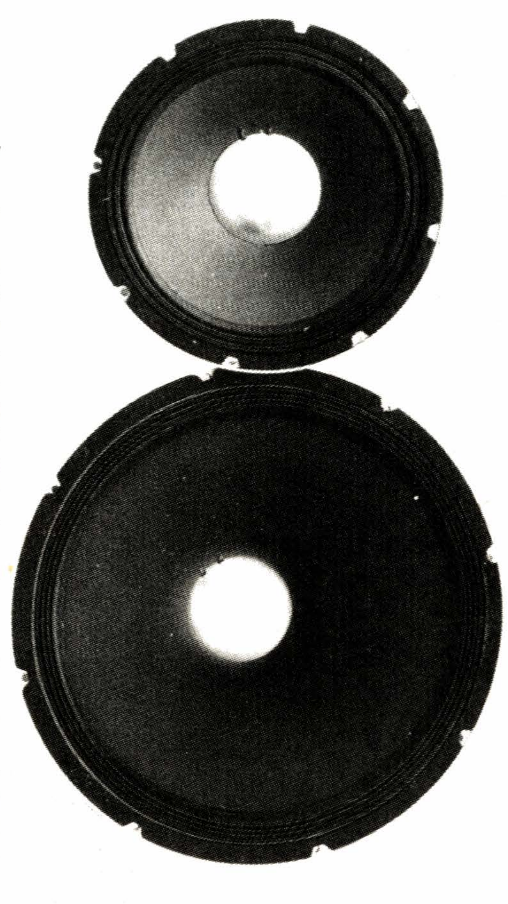


Figure 5



Principe d'une régulation cascade appliquée aux haut-parleurs

Une telle régulation comporte :
— le dispositif à réguler : le haut-parleur ;
— l'amplificateur de puissance : celui-ci est à liaisons continues et comporte donc une source d'alimentation positive et une source négative réunies en un point commun qui est le zéro de tension. Ces deux sources ne sont pas inférieures à 40 volts, peuvent débiter 3 ampères et être bidirectionnelles, ce qui exclue les régulateurs de tension traditionnels, non réversibles.
— les régulateurs courant et vitesse : ceux-ci utilisent des amplificateurs opérationnels très performants (produit gain bande passante d'au moins 10 MHz) ;
— les capteurs de mesure : le capteur courant utilise un shunt traditionnel non selfique, une valeur d'un ohm convient à un haut-parleur de « 8 ohms ». Le capteur de vitesse est constitué par un calculateur analogique qui reconstitue la vitesse de la membrane à partir de la tension et du courant bobine.



Résultats obtenus

Il découle des explications précédentes que les meilleurs résultats s'obtiennent aux fréquences les plus basses et aux élongations les plus grandes.

Pour des courbes de déplacement telles que celles des **figures 2 et 3**, la correction la plus efficace est obtenue à partir d'élongations supérieures à ± 2 mm. Néanmoins, les conditions de relevé de ces courbes conduisent à des résultats statiques. En régime dynamique, les corrections varient également en fonction de la fréquence.

Les oscillogrammes 1, 2, 3 montrent l'allure des tensions que la régulation applique sur la bobine d'un haut-parleur pour corriger une reproduction de signaux d'entrée triangulaires ou sinusoïdaux. De tels résultats sont obtenus à partir de dispositifs utilisant une régulation cascade d'au moins deux boucles. Pour limiter le sujet, nous n'avons pas abordé le problème particulier des résonances qui se résoud également sans difficulté, en faisant appel aux techniques d'asservissement.

Conclusions

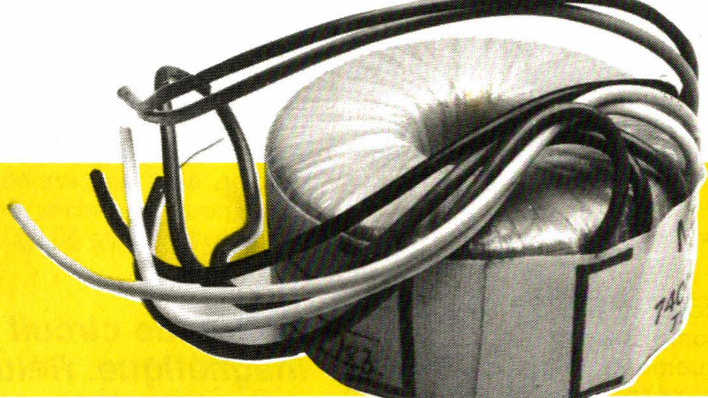
Cette approche du problème d'asservissement des haut-parleurs n'est qu'une transpositiion de techniques utiiisées de longue date dans les machines tournantes alimentées en tension continue variable. Ces machines qui travaillent avec des flux variables utilisent des calculateurs analogiques de force électromotrice qui, appliqués aux haut-parleurs, constituent des capteurs « vitesse », avec l'avantage appréciable que tout haut-parleur électrodynamique du commerce peut être utilisé sans modification.

Nous avons considéré le haut-parleur comme un dispositif purement électromécanique et non comme un reproducteur électroacoustique. Il reste qu'aucun capteur ne pourra agir sur les déformations propres du diaphragme et que les résultats seront d'autant plus probants que le système travaillera en piston indéformable.

Maintenant que les techniques numériques d'enregistrement et de reproduction sonores conduisent à une amélioration considérable des signaux électroacoustiques, il serait temps de reconsidérer le maillon extrême de la chaîne qu'est le haut-parleur, lequel souffre de beaucoup d'imperfections, la distorsion de non linéarité élastique étant l'une d'entre elles.

R. SCHERER

Les transformateurs toriques



La plupart des montages de l'électronique puisent l'énergie nécessaire à leur fonctionnement dans une source continue délivrant des tensions de quelques volts à quelques dizaines de volts. Sitôt que la puissance consommée atteint ou dépasse le watt, les piles, et même les accumulateurs, deviennent une solution à la fois coûteuse et encombrante. On a recours, alors, au secteur (220 volts efficaces à 50 Hz), par l'intermédiaire d'un transformateur qui abaisse la tension alternative, suivi d'un ensemble de redressement, de filtrage et, souvent, de régulation. Le transformateur assure aussi la séparation galvanique entre le réseau et les circuits d'utilisation.

Bien souvent, on ne choisit ce composant qu'en fonction de deux de ses caractéristiques : la (ou les) tension délivrée au secondaire, et la puissance. Si ces critères suffisent généralement, certains montages requièrent davantage d'exigences. Ils peuvent conduire à s'intéresser au rendement, à l'encombrement, à la réduction des rayonnements parasites, au bruit émis (vibrations), etc. De par leur conception, les transformateurs toriques offrent alors des performances qui justifient une mise de fonds sensiblement plus importante.

Dans quelques réalisations en cours d'étude et, sans doute, dans d'autres à venir, l'équipe de Radio Plans sera amenée à employer ce type de matériel. La qualité de fabrication, et les performances qui en résultent, nous ont conduits à sélectionner la marque **Métalimphy.** C'est donc en nous référant aux modèles proposés par cette société, que nous illustrerons l'étude ci-dessous, après quelques rappels théoriques.

THÉORIE DES TRANSFORMATEURS

Puisqu'il n'est question, dans cet article, que de transformateurs d'alimentation, nous nous limiterons au régime sinusoïdal, et aux fréquences industrielles (50 Hz dans les pays d'Europe).

Dans les lignes qui suivent, nous respecterons toujours, pour désigner les grandeurs électriques, les conventions ci-dessous :

- les valeurs instantanées, fonctions du temps, seront notées en lettres minuscules : **i, e,** etc ;
- les grandeurs constantes, par exemple les amplitudes, seront notées en lettres majuscules : **I, E...**

Couplage de deux bobines. Inductance mutuelle

Placées au voisinage l'une de l'autre, les bobines B_1 et B_2 de la **figure 1** offrent, respectivement, des coefficients de self inductance L_1 et L_2. La géométrie de l'ensemble est supposée invariable dans le temps.

Un courant variable i_1, sinosoïdal, donc de la forme :

$$i_1 = I_1 \sin \omega t$$

crée dans la bobine B_1, lorsqu'il parcourt ses spires, un flux variable φ_1. Les lignes de champ associées à ce flux, et concentrées à l'intérieur de B_1, se referment dans l'espace qui entoure cette bobine. Une partie d'entre elles traverse B_2, y créant un flux φ_2 variable, synchrone de φ_1.

De toute évidence, une fois définie la géométrie du système, le flux φ_2 est proportionnel à l'intensité i_1 du courant qui traverse L_1. On peut donc écrire :

$$\varphi_2 = m i_1$$

Cette équation montre que le coefficient **m** offre la dimension d'une inductance : on l'appelle l'**inductance mutuelle** des bobines B_1 et B_2. Des calculs que nous ne développerons pas ici, permettent de démontrer les deux affirmations suivantes :

- le coefficient **m** caractérise symétriquement l'ensemble B_1 B_2, c'est-à-dire qu'on trouverait, toutes choses égales par ailleurs, la même valeur **m** en excitant B_2 par un courant i_2, et

en observant les phénomènes induits dans B_1.

• l'inductance mutuelle **m** varie de 0 (il n'y a, alors, pas de couplage entre B_1 et B_2), à la valeur maximal **M**, avec :

$$M = \sqrt{L_1 L_2}$$

lorsque le flux engendré par l'une des bobines traverse intégralement l'autre.

On introduit souvent le **coefficient de couplage k,** défini par la relation :

$$k = \frac{m}{M} = \frac{m}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

k est donc un nombre sans dimension, compris entre 0 et 1. Il traduit, physiquement, le pourcentage de flux qui passe dans B_2, par rapport aux flux maximum M que cette bobine pourrait capter.

Dans le système mksA, **i** s'exprime en ampères (A), et φ en wébers (Wb). L'inductance mutuelle **m** s'exprime donc en henrys (H).

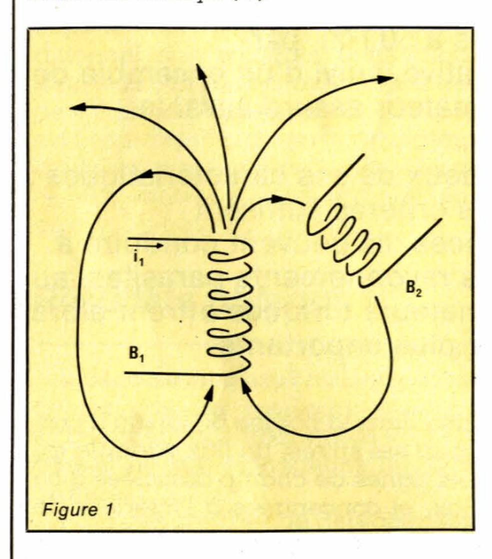


Figure 1

Induction et champ magnétiques

Nous écarterons, dans cette étude voulue surtout pratique, le recours aux théories fondamentales de l'électromagnétisme, nous réservant d'ailleurs la tâche de les aborder un jour. Le lecteur nous pardonnera donc de procéder (provisoirement) par affirmations. Ces théories conduisent, dans l'étude du magnétisme, à distinguer deux grandeurs vectorielles de natures différentes : le champ magnétique $\vec{H}$, et l'induction magnétique $\vec{B}$. Dans le vide (et sensiblement dans l'air), ces grandeurs sont liées par l'égalité :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$$

qu'on peut d'ailleurs écrire :

$$B = \mu_0 H$$

puisque μ_0 est dans ces conditions, un salaire. Le coefficient μ_0 s'appelle la **perméabilité** du vide, et a pour valeur, dans le système mksA :

$$\mu_0 = 4\pi\, 10^{-7}\ \text{H/m}$$

Les divers matériaux se caractérisent par leur **perméabilité absolue** μ, ou leur **perméabilité relative** μ_r, avec :

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_R$$

Dans la construction des transformateurs, on emploie différents types d'acier, dont les perméabilités relatives peuvent varier de quelques milliers à plus de 50 000.

Notion de circuit magnétique. Réluctance

On appelle « circuit magnétique » un système constitué d'un solide fermé, en corps ferromagnétique, comme celui de la **figure 2.** Ce solide est entouré de conducteurs (bobinages) parcourus par des courants d'intensité **i.**

Dans un tel système, les lignes d'induction, canalisées par le matériau à haute perméabilité, sont des courbes fermées, qui entourent le circuit électrique, et le flux d'induction :

$$\varphi = BS$$

est le même à travers toute section S du circuit.

Le théorème d'Ampère permet de calculer le travail du champ magnétique H créé par la somme Σi des courants, lors d'un petit déplacement dl :

$$Hdl = \Sigma I$$

Si l est la longueur totale du circuit magnétique, cette expression devient, après intégration :

$$\int Hdl = Hl = \Sigma I$$

Or, on sait que :

$$H = \frac{B}{\mu} = \frac{\varphi}{\mu S}$$

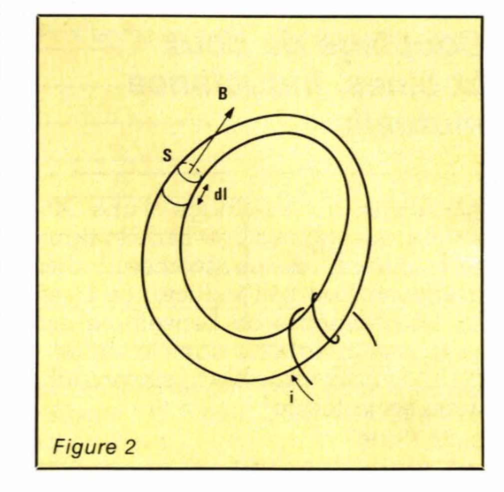


Figure 2

On peut donc écrire, finalement :

$$\varphi = \frac{\Sigma I}{\dfrac{l}{\mu S}}$$

Dans cette expression, le numérateur (somme des courants) caractérise la cause qui produit le flux : il constitue la **force magnétomotrice F** qui s'exprime, pratiquement, en ampère-tours.

Le dénominateur, pour sa part, caractérise le tube d'induction (longueur **l**, section **S**, perméabilité μ). On l'appelle la **réluctance R** du circuit magnétique. La relation précédente peut alors s'écrire sous la forme :

$$\varphi = \frac{F}{\mathbf{R}}$$

qui ressemble à la loi d'Ohm bien connue des électriciens, si on établit les parallèles suivants :

• F est équivalent à la force électromotrice E.

• φ est équivalent au courant électrique.

• **R** tient le rôle de la résistance électrique R.

Courants de Foucault

Considérons un noyau métallique (donc bon conducteur de l'électricité), comme celui que représente en coupe la **figure 3.** Un courant alternatif, en circulant dans un enroulement bobiné autour de ce noyau, produit dans la masse métallique un flux d'induction alternatif. Celui-ci, à son tour, donne naissance, au sein du métal, à des courants électriques, dont nous avons matérialisé quelques lignes par des trajectoires pointillées.

Dans l'espace qu'ils entourent, les courants ainsi créés produisent un

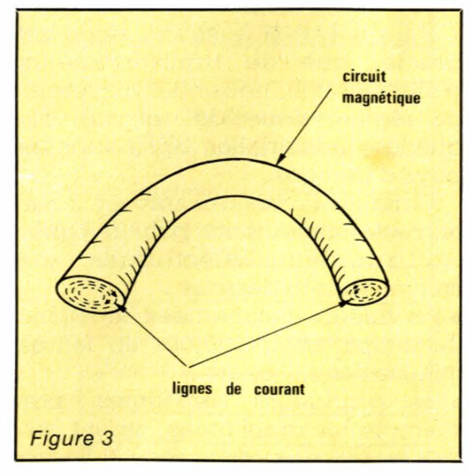


Figure 3

deuxième champ magnétique, qui se retranche du champ initial dû au bobinage. Les **courants de Foucault** s'opposent donc à la magnétisation du noyau, et il convient de les réduire autant que possible. On atténue l'effet démagnétisant en s'arrangeant pour qu'aucun trajet conducteur formé ne puisse entourer la totalité du flux. Pour cela, on donne au circuit magnétique une structure feuilletée, par exemple en empilant des tôles de faible épaisseur, isolées les unes des autres (**figure 4**) chaque chemin conducteur n'entoure plus, maintenant, qu'une petite partie du flux.

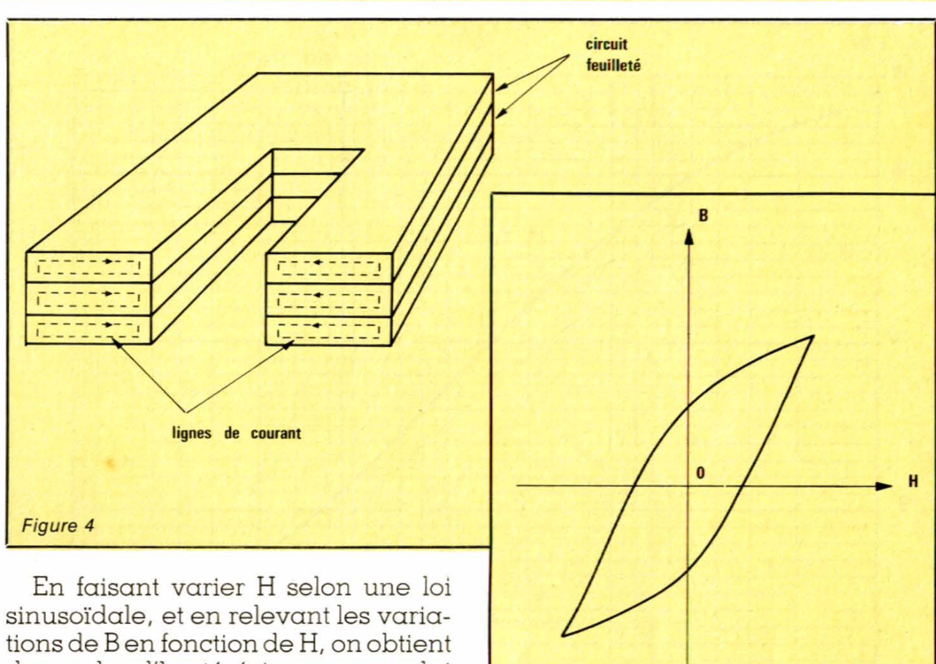


Figure 4

Figure 5

Hystérésis

Le phénomène d'hystérésis se manifeste de deux façons. Lorsqu'on applique un champ magnétique H variable, on constate :

- que l'induction B n'est pas rigoureusement proportionnelle à H.
- qu'elle ne dépend pas seulement, à chaque instant, de la valeur instantanée de H à ce même instant, mais aussi de ses valeurs antérieures.

En faisant varier H selon une loi sinusoïdale, et en relevant les variations de B en fonction de H, on obtient des cycles d'hystérésis, comme celui de la **figure 5.**

Au cours de chacun des cycles d'hystérésis, le métal absorbe une énergie proportionnelle à la surface du cycle. L'hystérésis est donc un phénomène le plus souvent indésirable, qui entraîne une baisse du rendement, et un échauffement des tôles.

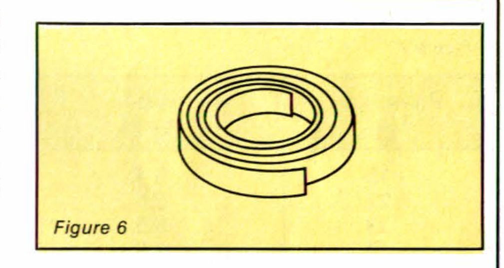


Figure 6

LES TRANSFORMATEURS TORIQUES

Le transformateur idéal n'existe pas. Dans le domaine des fréquences industriels, les transformateurs traditionnels restent utilisables chaque fois qu'on ne cherche pas l'optimisation des performances, et que le prix de revient constitue un facteur prédominant.

Difficultés de fabrication d'un transformateur torique

Dans un transformateur traditionnel, les bobinages sont réalisés sur une ou plusieurs carcasses isolantes, avant la mise en place du circuit magnétique. Les machines à bobiner sont donc des appareils relativement simples, et les temps de fabrication très courts. Par contre, les circuits magnétiques, assemblés après fabriction de la bobine, sont obligatoirement constitués à partir de portions de circuits ouvertes (tôles en U, en I,...), et comportent des entrefers, sources de fuites magnétiques.

Dans un transformateur torique, le noyau est construit par enroulement d'un ruban métallique (acier au silicium à grains orientés lors du laminage) pour former la carcasse (**figure 6**). Le cuivre est ensuite bobiné à l'aide d'une machine fort complexe, dont la description mériterait à elle seule un article... On comprend donc le coût plus élevé de ces matériels. Par contre, les avantages sont nombreux :

- pas d'entrefer, donc, pas de fuites magnétiques (ou très peu), et pas de rayonnement parasite susceptible de perturber les circuits voisins ;
- pas de risque de vibration des tôles, donc, aucune génération acoustique ;
- meilleure utilisation des alliages magnétiques à haute perméabilité ; facilité de montage, hauteur réduite s'adaptant aux équipements électroniques modernes, faible encombrement à puissance donnée.

A titre d'illustration, nous allons maintenant examiner quelques unes des caractéristiques des transformateurs fabriqués par la société Métalimphy.

Gamme des transformateurs Métalimphy

La production standard comporte des modèles dont les puissances s'échelonnent de 15 VA à 6 800 VA, en 17 paliers : la progression est celle de la gamme normalisée E6 des résistances, soit 15, 22, 33, 47, 68, 100, 150..., 4 700, 6 800. Primaires et secondaires comportent toujours deux enroulements. On aura donc 2 × 110 volts au primaire, et de 2 × 9 à 2 × 51 volts au secondaire, la gamme des tensions dépendant de la puissance.

Chutes relatives de tension

Soit U_2 la tension de sortie en charge (à la puissance nominale), et $U_{2,0}$ la tension de sortie à vide. On peut définir la chute relative de tension r, ou taux de régulation :

$$r = \frac{\Delta U_2}{U_2} = \frac{U_{2,0} - U_2}{U_2}$$

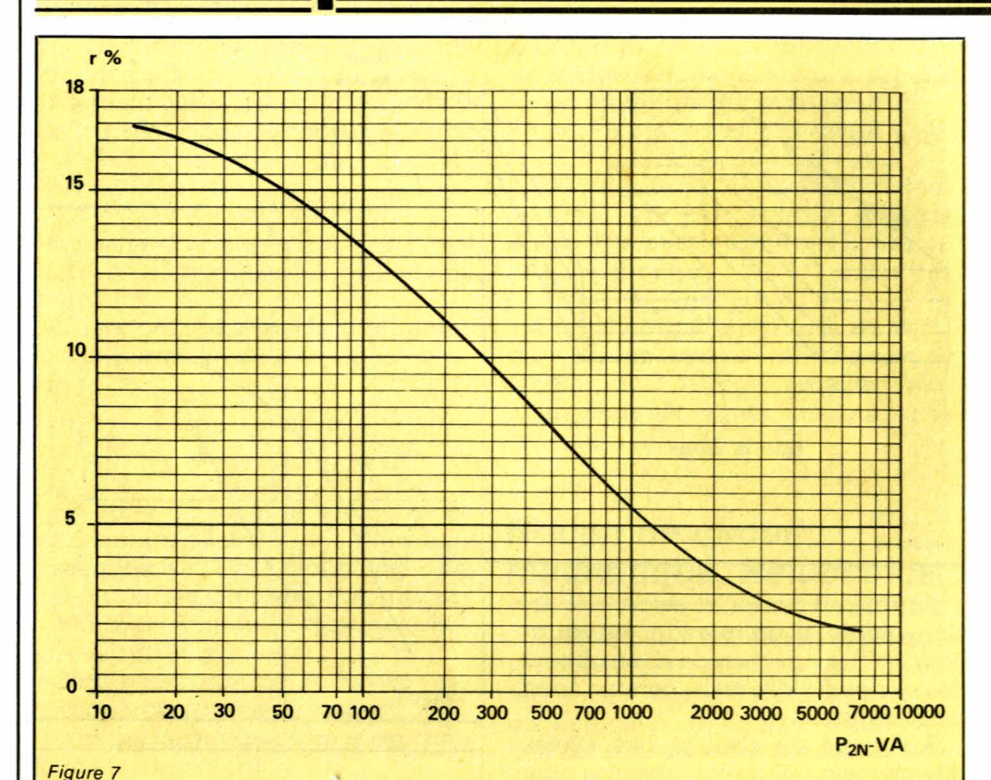


Figure 7

Puissance VA	Pertes fer Watts	Pertes cuivre Watts	Rendement %
15	0,4	2,5	82
22	0,6	3,1	84
33	0,6	5,3	84
47	0,9	6,0	86
68	1,1	9,0	86
100	1,7	10	89
150	2,0	17,5	88
220	2,8	19,5	90
330	4,0	26	91
470	5,4	34	92
680	5,4	40	92
1000	7,5	53	92
1500	11	55	93
2200	16,5	75	93
3300	23	95	94
4700	31	125	95
6800	44	165	95

Figure 8

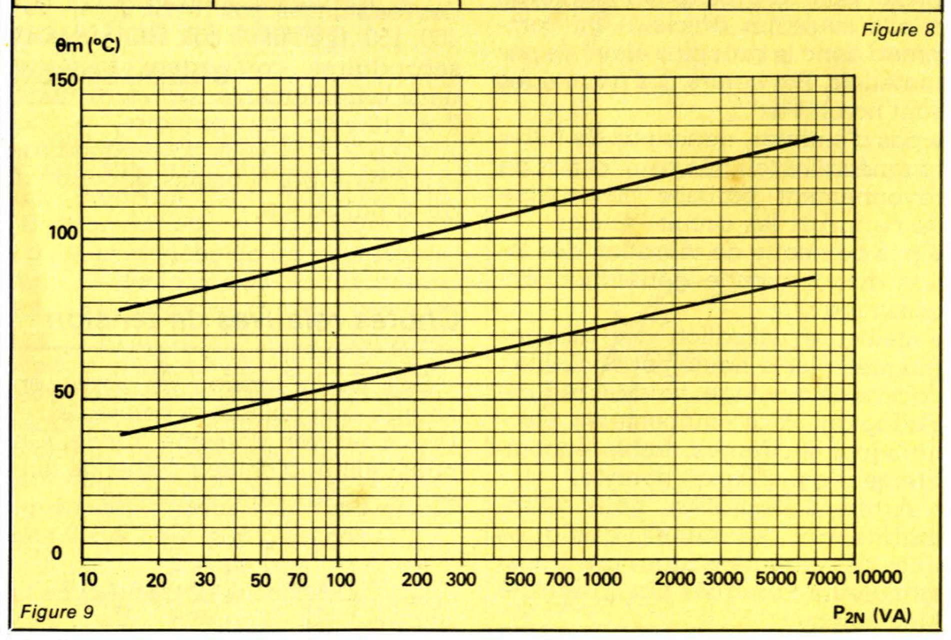


Figure 9

qui est essentiellement liée à la résistance des bobinages, vue du secondaire. La chute relative de tension diminue donc au fur et à mesure qu'on monte vers les transformateurs de grande puissance. La courbe de la **figure 7** précise la loi de variation, pour une température de 20° C.

Les pertes

Dans un transformateur, les pertes ont deux origines : celles du noyau magnétique (pertes fer), et celles dues à la résistance des enroulements (pertes cuivre). Compte tenu de la qualité du matériau magnétique utilisé, les pertes fer sont toujours, ici, très inférieures aux pertes cuivre, comme le montre le tableau de la **figure 8.** Au total, les rendements atteignent, en moyenne, 90 %.

Echauffement

Même relativement faible, la puissance perdue, qui se retrouve intégralement sous forme de chaleur, entraîne un échauffement des transformateurs. Il s'agit là d'un paramètre auquel on doit penser, notamment dans les équipements de puissance.

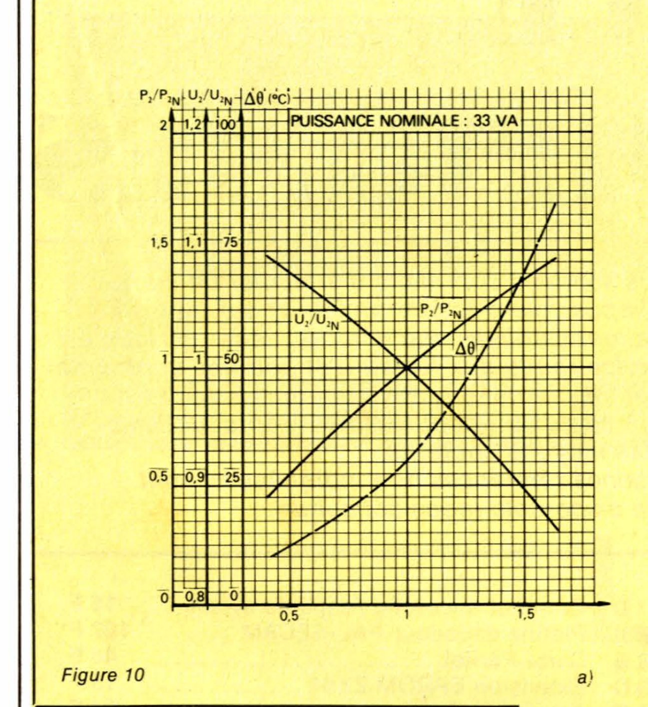
Pour les toriques Métalimphy, les courbes de la **Figure 9** donnent la température moyenne θ_m atteinte par les bobinages, en ventilation naturelle, pour les différentes puissances nominales de sortie P_{2N}, et pour des températures ambiantes de 20° C et de 60° C.

Evidemment, si le transformateur est utilisé à une autre puissance que sa puissance nominale, l'échauffement peut varier considérablement. A titre d'exemple, les **figures 10 a, 10 b, et 10 c** donnent, pour trois puissances nominales (33 VA, 100 VA, et 330 VA), et en fonction du rapport I_2/I_{2N} du courant secondaire I_2 au courant secondaire nominal I_{2N} :

- les variations relatives de la tension de sortie U_2/U_{2N} ;
- les variations relatives de puissance P_2/P_{2N} ;
- l'échauffement moyen $\Delta\theta$ des bobinages, par rapport à l'ambiante.

Conclusion

Souvent traité comme parent pauvre des équipements électroniques, le transformateur, s'il est mal choisi



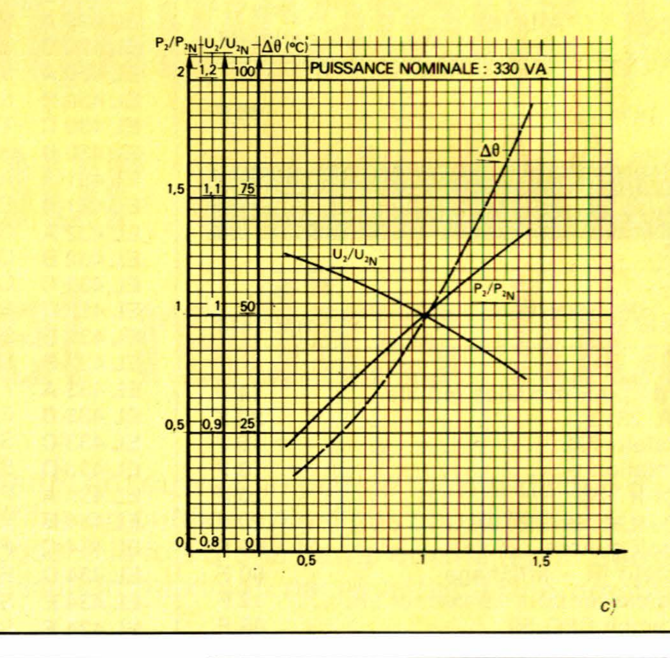
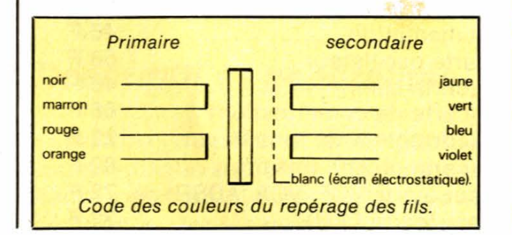


Figure 10

ou mal employé, peut devenir la source de beaucoup d'ennuis.

Dans certains circuits présentant des exigences supérieures à la moyenne, les transformateurs toriques s'imposent, malgré leur prix relativement élevé. Nous espérons que les indications données dans cet article pourront guider nos lecteurs dans leur choix.

R. RATEAU



Code des couleurs du repérage des fils.

RÉSUMÉ :
A CAP CANAVERAL, ÇA NE VA PAS FORT. LA NAVETTE EST RESTÉE CLOUÉE AU SOL. LES MÉCANOS RÉPARENT, MAIS IL LEUR MANQUE TROIS MC 68000.
LE PATRON RESTE CALME....





SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dont les références figurent sur cette page correspondent à des réalisations sélectionnées par la rédaction suivant deux critères :

1) difficulté de reproduction,

2) engouement présumé (d'après votre courrier et les enquêtes précédemment effectuées).

Nous sommes contraints d'effectuer un choix car il est impossible d'assurer un stock sur toutes les réalisations publiées. Par ailleurs, cette rubrique est un service rendu aux lecteurs et non une contrainte d'achat : les circuits seront toujours dessinés de façon à ce qu'ils soient aisément reproductibles avec les moyens courants.

Certaines références non indiquées ici sont encore disponible (nous consulter).

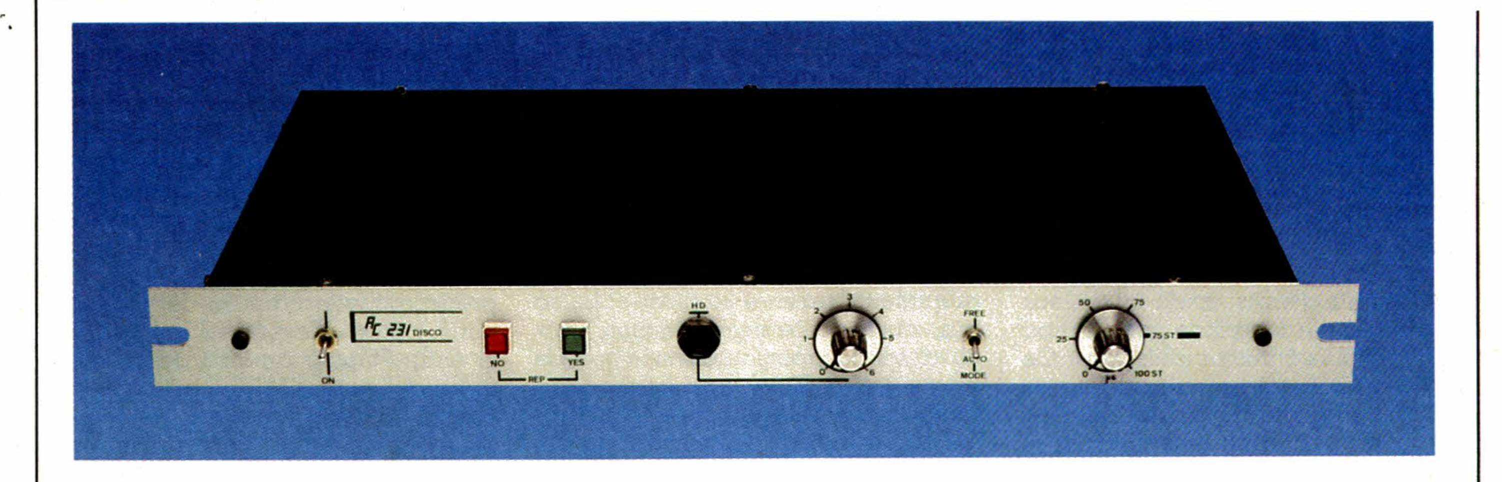
Circuits imprimés de ce numéro:

Références	Article	Prix* estimatif
EL 441 A	Noise gate	**98 F**

Circuits imprimés des cinq numéros précédents:

Références	Article	Prix estimatif
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	**14 F**
EL 414 B	R.I.A.A. 2310	**28 F**
EL 414 E	Adaptateur 772	**16 F**
EL 414 F	Alimentation +	**18 F**
EL 415 C	Inverseur 772	**20 F**
EL 415 D	Ampli de sortie à 2310	**20 F**
EL 417 A	Préampli guitare	**86 F**
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	**80 F**
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R.	**12 F**
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	**46 F**
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	**20 F**
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	**26 F**
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	**14 F**
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	**20 F**
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	**24 F**
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	**20 F**
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	**130 F**
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	**28 F**
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte aff.	**36 F**
EL 425 B	Connecteur	**16 F**
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424)	**122 F**
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	**24 F**
EL 426 A	Interface ZX81	**48 F**
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	**32 F**
EL 426 C	Platine TV Siemens	**112 F**
EL 426 D	Clavier (Platine TV)	**40 F**
EL 426 E	Affichage (Platine TV)	**18 F**
EL 427 B	Commutateur bicourbe Plat. princ.	**114 F**
EL 427 C	Commutateur bicourbe Alimentation	**30 F**
EL 427 D	Commut. bicourbe Ampli de synch.	**16 F**
EL 428 A	Platine décodeur PAL-SECAM	**102 F**
EL 428 B	Carte Péritel	**48 F**
EL 428 D	Extension EPROM ZX81	**18 F**
EL 428 E	Ampli téléphonique	**24 F**
EL 429 A	Carte de transcodage	**36 F**
EL 429 B	Bargraph 16 LED	**66 F**
EL 430 A	Ventilateur thermostatique	**30 F**
EL 430 B	Synthétiseur RC	**50 F**
EL 430 C	Tête HF 72 MHz	**34 F**
EL 430 D	HF 41 MHz	**34 F**
EL 431 A	Alim. et interface pour carte à Z 80	**42 F**
EL 431 B	Booster 2 × 23 W	**44 F**
EL 432 A	Centrale de contrôle batterie	**20 F**
EL 432 B	Centrale convertisseur	**14 F**
EL 432 C	Centrale shunt	**8 F**
EL 432 D	Séquenceur caméra 1	**26 F**
EL 432 E	Séquenceur caméra 2	**36 F**
EL 432 F	Milliohmmètre	**40 F**
EL 433 A	Préampli (carte IR de base)	**28 F**
EL 433 B	Préampli (carte IR codage)	**38 F**
EL 433 C	Synthé: alimentation	**46 F**
EL 433 D	Synthé: carte oscillateur	**58 F**
EL 434 A	Préampli (carte alim.)	**46 F**
EL 434 B	Préampli (carte de commutation)	**66 F**
EL 434 C	Préampli (correcteur de tonalité)	**22 F**
EL 434 D	Préampli (carte récept. linéaire)	**82 F**
EL 434 E	Synthétiseur (carte VCF, VCA, ADSR)	**72 F**
EL 434 F	Synthétiseur (carte LFO)	**32 F**
EL 434 G	Mini-chaîne (carte amplificateur)	**58 F**
EL 435 A	Synthé gestion clavier	**114 F**
EL 435 B	Synthé extension clavier	**30 F**
EL 435 C	Synthé interface D/A	**38 F**
EL 435 D	Générateur pour tests sono	**24 F**
EL 436 A	Testeur de câbles CT 3	**48 F**
EL 436 B	Préampli carte logique	**68 F**
EL 436 C	Préampli carte façade	**102 F**
EL 437 A	Carte codeur SECAM	**100 F**
EL 437 B	Mini-signal tracer	**22 F**
EL 438 A	Synchrodia	**30 F**
EL 438 B	Convertisseur élévateur	**20 F**
EL 439 A	Alarme hyperfréquences	**156 F**
EL 439 B	Alimentation pour glow-plug	**22 F**
EL 439 C	Meltem 99, carte principale	**68 F**
EL 439 D	Meltem 99, carte affichage	**12 F**
EL 440 A	Préamplificateur	**30 F**
EL 440 B	Booster symétriseur	**50 F**

** Frais de port : voir fiche de commande*



Le «AC DISCO», préamplificateur RIAA pour discothèques et radios locales

temps: ⌛⌛⌛
difficulté:
dépense: $ $ $

Descriptif et généralités

Rendre autonome une platine tourne-disque semble tomber sous le sens, pourtant il faut se rendre à l'évidence : tout le monde en a parlé hautement et seuls les professionnels ont obtenu satisfaction ; si on fait abstraction des électrophones. Une fois de plus l'amateur va devoir brancher son fer à souder pour voir ses rêves les plus fous devenir réalité sans pour cela dynamiter son compte en banque.

Le cahier des charges que nous nous sommes imposé est le suivant, une excellente musicalité, une dynamique très importante, un niveau de sortie ligne nominal de + 4 dB (1,23 V pour 0 dB = 0,775 V), maxi + 20 dB, une autonomie totale (alimentation réseau 220 V incorporée), six égalisations possibles (0, 25, 50, 75 µs mono, 75 et 100 µs stéréo), signalisation de mise à l'antenne, amplificateur de repérage indivi-

Mettre en œuvre une platine tourne-disque dans un système de diffusion publique n'est pas chose facile, surtout si l'on veut disposer à la fois d'une haute qualité technique et d'un confort d'utilisation maximal, nécessaires à une prestation respectable.

En effet, trop souvent cablée comme pour une installation domestique, la traditionnelle cellule magnétique se trouve être le parent pauvre de la chaine d'amplification. Il est vrai que sa grande impédance de sortie et le faible signal qu'elle produit, n'en font pas un élément facile à traiter.

C'est pourquoi, les platines tourne-disque à usage professionnel sont équipées d'une électronique intégrée permettant de s'affranchir de ces contraintes, en fournissant directement des tensions égalisées et au niveau «ligne». Ainsi, il n'y a plus aucun problème pour disposer physiquement cet élément à l'endroit le mieux approprié pour son utilisation permettant ainsi d'en tirer le meilleur parti.

La réalisation que nous vous proposons ici, permet de transformer une platine domestique ou semi-professionnelle, en un véritable tourne-disque digne d'une station de radio nationale, pour peu que la cellule utilisée ne s'apparente pas à une charrue ...

duel pour casque jusqu'à 8 ohms et autorisant un niveau de sortie élevé, bruit de fond «oubliable», encombrement mécanique minimum.

Tous ces points spécifiques seront repris en détail et justifiés dans l'étude qui suit, afin de permettre au lecteur à la fois d'assimiler le fonctionnement purement électronique des circuits décrits, mais aussi leur raison d'être dans une installation destinée à la diffusion publique. Ce dernier point est très important en ce qui concerne les choix, qui n'ont rien à voir avec une chaine d'appartement ; en effet si nous avons parlé de «musicalité et de dynamique respectable» sans chiffrer ces valeurs comme il est de rigueur, c'est entre autres pour bien marquer la fondamentale différence qu'il y a entre le matériel à usage professionnel et celui à usage domestique.

Si on devait caractériser par deux mots le matériel «PRO», ce seraient essentiellement : fiabilité et interchangeabilité. La fiabilité étant assurée par une construction mécanique à toute épreuve (de type militaire), des circuits électroniques généralement assez simples mais performants, des composants triés sur le volet (rarement les tous nouveaux modèles qui n'ont pas encore fait leurs preuves dans les produits grand-public). Quant à l'interchangeabilité, elle s'adresse surtout aux impédances et aux niveaux des liaisons extérieures - pour ce qui concerne les connexions audio - et aux tensions - pour les lignes d'alimentation -. Pour la petite histoire, l'auteur rappelle que les pupitres qui étaient en fonction à l'ex O.R.T.F dès 1963, possédaient des prises «machine» capables de recevoir indifféremment des platines tourne-disque ou des magnétophones, mono ou stéréo, télécommandables, sans qu'il y ait la moindre modification à effectuer. Et tous ces matériels étaient Français ! (ALCATEL, LIE BELIN, etc...).

En ce qui nous concerne, le AC DISCO accepte tous les types de cellules magnétiques quel que soit leur niveau de sortie, pour peu que leur impédance avoisine les 50 kilohms. Comme nous l'avons déjà dit, le signal disponible à la sortie est d'environ 1,2 V sous 600 ohms nominal et ajustable.

Passons maintenant à l'étude des solutions retenues.

Le préampli RIAA

Il doit répondre aux exigeances suivantes : accepter des tensions d'entrée dans une plage minimum de 1 à 100 mV, posséder à 1 kHz un gain de 30 à 40 dB, assurer correctement une réponse en fréquence inverse de la courbe utilisée au moment de la gravure du disque. En ce qui concerne ce dernier point, chacun a vu au moins une fois la courbe d'égalisation RIAA, qui correspond à la plus courante puisque ayant fait son apparition à l'avènement du microsillon.

Bien entendu il faut redonner aux basses leur amplitude originale et on le fait dans le préamplificateur de cellule, ce qui conduit à suramplifier le 20 Hz de presque 20 dB. Si la correction dans le grave est essentiellement due à des contraintes mécaniques, la correction aigue est surtout destinée à améliorer le rapport signal sur bruit. Elle consiste en une préaccentuation qui au départ était nulle, puis est devenue 25 µs, puis 50 et enfin 75 µs (standard actuel). La **figure 1** montre l'évolution des courbes de lecture en fonction de ces diverses préaccentuations de gravure, et on comprend bien que la lecture

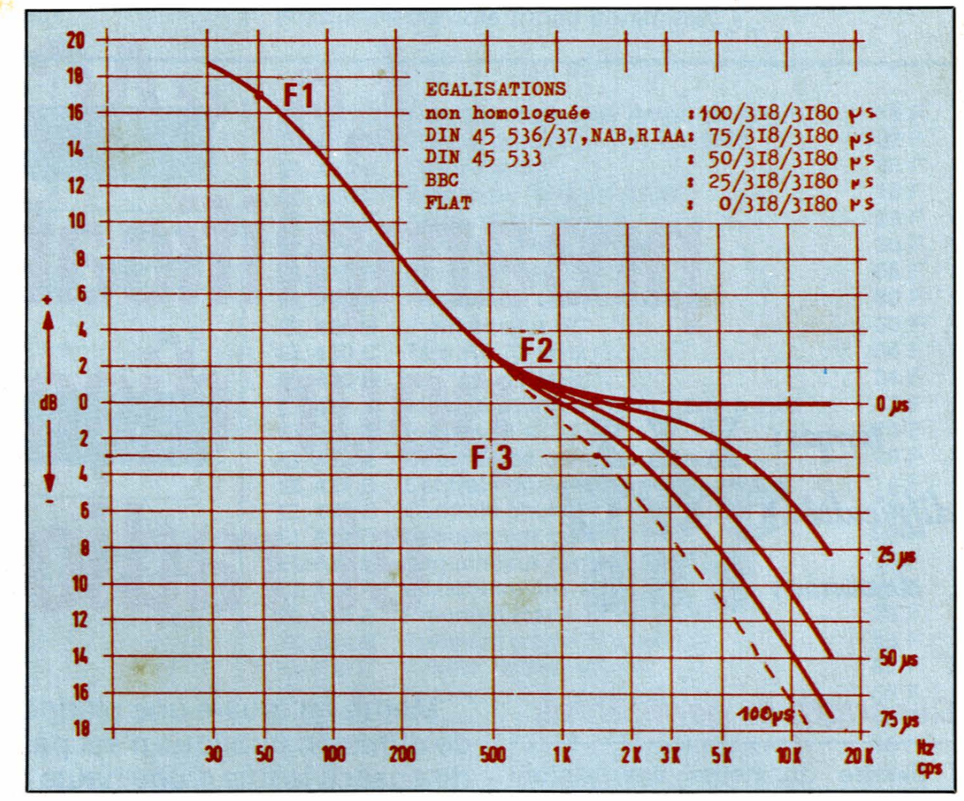


Figure 1 - Courbes de lectures possibles de l'AC DISCO. En traits gras sont représentées les 4 égalisations normalisées. En pointillés, la correction supplémentaire qui sert de coupe-haut.

Par contre, ce que l'on sait moins, c'est qu'il y a eu un profond changement de la correction effectuée aux fréquences élevées depuis l'existence du disque, c'est-à-dire du 78 tours. En effet, il ne faut pas perdre de vue que les correction de gravure n'ont pas pour simple but une épilation complète et volontaire de nos cuirs chevelus... Il a très vite été constaté que le déplacement latéral du burin de gravure, notamment aux fréquences basses, imposait un pas au sillon qui amenait à un temps d'écoute possible beaucoup trop court. Pour remédier à celà, on a décidé de «tasser» la partie basse du spectre et des constantes de temps de 318/3180 µs ont été adoptées. A ce jour elles sont encore en vigueur.

d'un 78 tours au travers d'un préamplificateur RIAA fixé à 75 µS, pénalisera de 15 dB par exemple les signaux à 10 kHz. C'est de l'infidélité caractérisée ! Bien sûr il est assez rare de «passer» des vieux disques, mais on le fait malgré tout régulièrement dans les stations de radio dont la programmation est élargie et qui ont soucis de diffuser avec le même soin le disque du jour pressé à des millions d'exemplaires et le morceau de vie que représentait une gravure directe de l'époque ou le chanteur devait enregistrer ses disques 1 à 1...

Pour ce qui est des discothèques, le problème est tout autre : il s'agit de créer un climat à partir de sources généralement très actuelles, et pour

ce faire d'égaliser au goût du public ces mêmes sources en fonctions du lieu, du look et de l'heure... Les corrections vont bon train et rivalisent avec les rotations de phase mais peu importe car il s'agit dans ce cas précis de préserver le climat. Voilà par exemple une différence fondamentale entre la haute fidélité de salon et la prestation de service d'un club, imposant des matériels de reproduction totalement différents ! Avec le AC DISCO il sera possible de corriger à son goût la bande aigue grâce au rotacteur permettant de changer de standard d'égalisation : + 4 dB avec 50 µs, + 8 à 25 µs, + 14 à 0 µs pour une fréquence de 10 kHz.

quée par le constructeur de la-dite cellule. Celle-ci varie entre 33 et 68 kΩ ohms suivant les marques, mais 47 kΩ sont souvent préconisés.

R_4, C_4 et R_5 constituent un filtre coupe-haut spécialisé dans l'élimination des réceptions HF indésirables. C_5 isole du continu pendant que R_6 fixe le potentiel de l'entrée positive de IC_1 par rapport à la masse. Il est important de remarquer que le signal d'entrée ne subira pas d'inversion de phase à la sortie de IC_1, celui-ci étant utilisé en ampli non-inverseur. Dans cette configuration, le gain de l'ampli est déterminé par le rapport : $1 + (R_{CR}/R_3)$

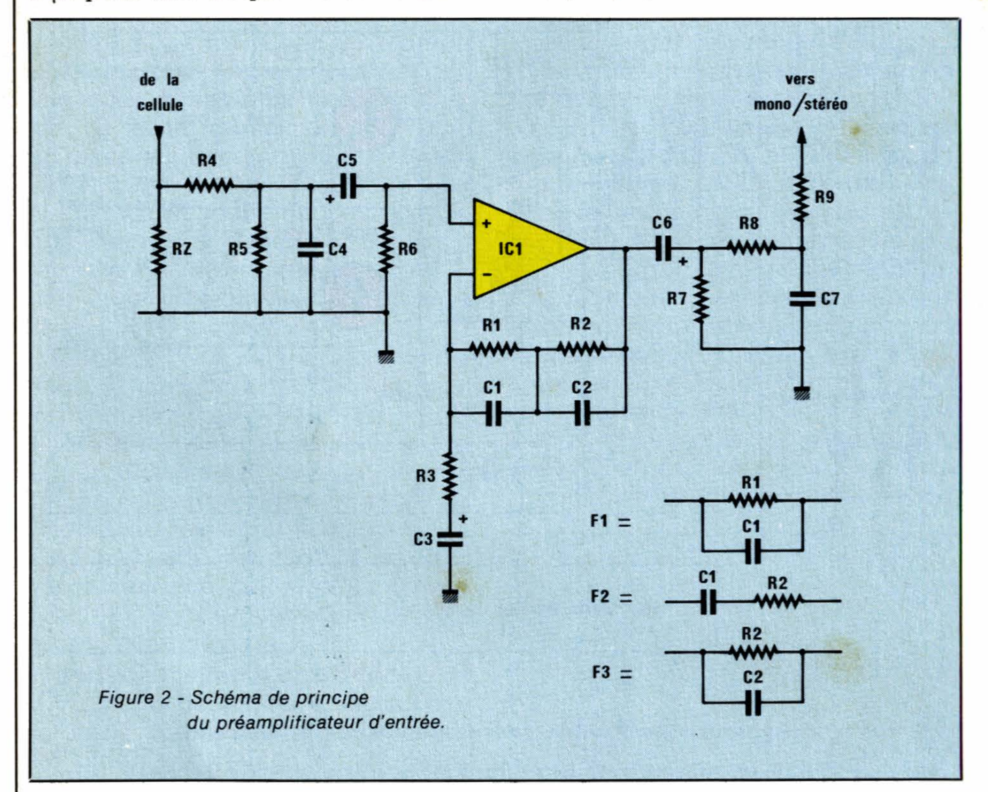


Figure 2 - Schéma de principe du préamplificateur d'entrée.

Mais que vient donc faire ici une correction de 100 µs ? Il ne s'agit pas d'un nouveau standard rassurez vous, mais d'une possibilité supplémentaire de sculpter la courbe en intervenant comme coupe-haut (les disques présentant des sifflantes particulièrement agressives, redeviennent sages).

Maintenant que nous avons cerné le pourquoi, voyons comment le réaliser.

La **figure 2** représente le très classique montage exploitant une contre-réaction sélective sur un ampli opérationnel. Rien de nouveau, direz-vous dépités. Pourtant, bien mis en œuvre, celà fonctionne très bien et voici comment : Le signal provenant de la cellule magnétique arrive aux bornes de la résistance RZ, dont la valeur idéale est indi-

C'est ici que tout se joue, et nous allons détailler les relations qui permettent de déterminer les valeurs pratiques des éléments R_1, R_2, R_3 et C_1, C_2, C_3.

Tout d'abord, rappelons la formule qui lie τ (constante de temps en secondes) et F (fréquence en Hertz) :

$$\tau = \frac{1}{\omega} = \frac{1}{2\pi F}$$

$$\text{donc } F = \frac{1}{2\pi\tau}$$

ce qui donne pour les constantes de temps nous concernant :

3180 µs ↔ 50 Hz	75 µs ↔ 2123 Hz
318 µs ↔ 500 Hz	50 µs ↔ 3183 Hz
100 µs ↔ 1592 Hz	25 µs ↔ 6366 Hz

Toutes ces fréquences sont faciles à repérer sur les courbes de la **figure 1**, puisqu'elles se situent aux endroits où la courbe s'infléchit de 3 dB soit en augmentation, soit en diminution.

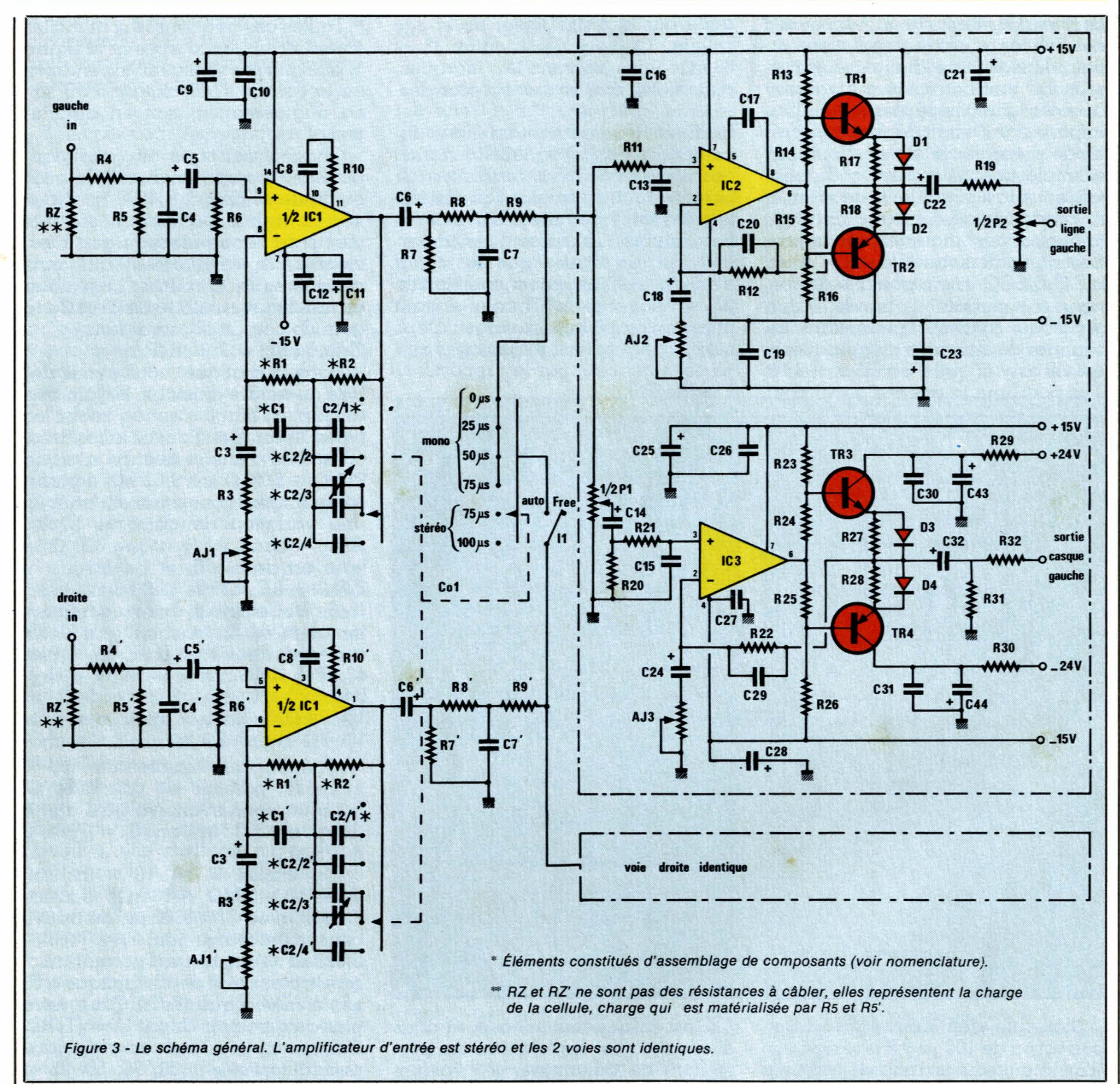
Chacun sait que le gain d'un préamplificateur pour cellule magnétique se définit à 1000 Hz. Nous voyons **figure 1** quels sont les éléments de contre-réaction qui interviennent spécifiquement aux trois charnières de la courbe. Le plateau central étant tributaire de C_1 et C_2, le gain de l'ampli IC_1 sera donc :
$G\ (\text{à } 1\ kHz) = 1 + (R_2/R_3)$

Dans la pratique, nous avons décidé de rendre ajustable le gain afin d'adapter l'étage d'entrée à tous les types de cellules. Pour ce faire, R_3 est constituée d'une résistance talon de 820 Ω + 2,2 kΩ soit 3,02 kΩ, il passe à 43 dB. Ceci nous amène à trouver une variation de gain de 12 dB. Ainsi, quand il n'y a que 820 Ω le gain est de 31 dB, et quand il y a 820 Ω + 2,2 kΩ soit 3,02 kΩ, il passe à 43 dB. Ceci nous amène à trouver la valeur de R_2 : sachant que 31 dB correspondent à un gain de 35,2 et 43 dB à 127, on a $R_2 = R_3\ (G - 1)$ = 0,82 × 126, ou, 3,02 × 34,2 = 103,3 kΩ, facile à réaliser avec une 100 kΩ et une 3,3 kΩ.

Connaissant maintenant R_2, il nous est possible de connaitre C_1 puisque nous avons vu qu'il agit à 318 µs soit 500 Hz. Donc $C_1 = (T_2/R_2)$ = 3,078 nF.

On choisit $R_1 = 10 \times R_2$ soit 1,033 MΩ (1 MΩ + 33 kΩ). Comme R_1 agit avec C_1 à 3180 µs, on trouve comme précédemment $C_1 = (T_1/R_1)$ = 3,078 nF. Tout ceci est normal puisque le cœfficient de 10 appliqué à R_2 est le même que (T_1/T_2). Il ne reste plus qu'à trouver C_2 soit $C_2 = (T_3/R_2)$. Comme nous avons cinq égalisations différentes : 100, 75, 50, 25 et 0 µs, nous trouverons quatre valeurs pour C_2 (pour 0 µs, C_2 n'existe pas bien entendu), que nous commuterons mécaniquement. Il s'agira de 968 pF, 775 pF, 484 pF et 242 pF.

Bien évidemment ces valeurs sont théoriques et nécessiteront des assemblages savants sur le terrain, mais rassurez-vous il est possible de suivre fidèlement la courbe idéale avec des composants normaux et un peu de patience. Surtout avec l'aide d'un petit montage simple qui permet d'attaquer directement l'entrée à la place de la cellule et qui exécute à la fois les adaptations de niveau, d'impédance et la correction de gravure. Ainsi, à partir d'un générateur de fréquences réglé vers 1 volts est-il



** Éléments constitués d'assemblage de composants (voir nomenclature).*

*** RZ et RZ' ne sont pas des résistances à câbler, elles représentent la charge de la cellule, charge qui est matérialisée par R5 et R5'.*

Figure 3 - Le schéma général. L'amplificateur d'entrée est stéréo et les 2 voies sont identiques.

possible de ne surveiller qu'une courbe droite. Nous le décrirons au moment des règlages.

Pour en finir avec les composants de la **figure 2**, nous dirons que C_3 détermine la coupure extrême grave (F_0, tel que $C_3 = (1/2 \pi F_0 R_3)$.

En général on choisit F_0 = 20 Hz et les puristes pourront calculer la valeur exacte de C_3, quand ils auront déterminé R_3 adaptée à leur cellule. Pour notre part, C_3 reste fixé à 22 µF.

C_6 isole du continu la suite du montage, R_7 charge la sortie à 22 kΩ et R_8, R_9, C_7, constituent un dernier filtre coupe-haut destiné à éliminer les dernières hautes fréquences indésirables.

Nous voici donc en présence d'un ampli ayant un gain moyen de presque 100 à 1000 Hz, 1000 à 50 Hz et 10 à 20 kHz, que nous vous invitons à retrouver sur le schéma général représenté **figure 3**.

Le schéma complet audio

Il comporte en plus du préamplificateur d'entrée que nous venons de voir en détail, un circuit de commutation mono-stéréo, deux amplificateurs de ligne et deux de casque.

La commutation mono-stéréo est un peu peu particulière : en effet, elle se compose à la fois d'une galette du commutateur Co 1 et d'un interrupteur en série avec elle (I_1). Il faut se rappeler que ce n'est qu'après l'apparition du microsillon que fut mise en service la stéréo.. Ainsi, si on considère I_1 en position fermée, on aura automatiquement les standards suivants : 0 µs, 25 µs, 50 µs, 75 µs, en mono, et à nouveau 75 µs mais en stéréo ainsi que 100 µs. Toutes ces positions sont normales, mais le petit diable I_1 ne s'est pas fait attendre ! En ouvrant celui-ci on a la possibilité de profiter de toutes les égalisations en stéréo. Ainsi, pour des disques récents pauvres en extrêmes aigues est-il possible de bé-

néficier par exemple du relevé des 50 µs tout en conservant la stéréophonie.

A la sortie de cette commutation, les signaux sont dirigés vers les amplificateurs de ligne constitués essentiellement des circuits IC_2, et des transistors TR_1 et TR_2. Ce type de booster utilisant un pseudo-push pull à transistors destiné à augmenter le courant de sortie de IC_2, est très classique. La boucle de contre réaction est prélevée au point commun des émetteurs de TR_1 et TR_2, afin de réduire la distorsion provenant du blocage des transistors pour toutes tensions de sortie de IC_2 inférieures à V_{be} soit 0,7 V.

Ici aussi, le montage est non-inverseur. Il n'y aura donc pas d'inversion de phase entre les entrées cellule et les sorties ligne. L'auteur profite de cette remarque pour dire qu'en ce qui le concerne et très subjectivement, il préfère le «son» d'un étage non-inverseur par rapport à un inverseur. Simple remarque gratuite ne nécessitant pas d'entamer une polémique semblable à celle «tube - transistor» !

Montage non-inverseur avons nous dit, donc le gain de l'étage se trouve déterminé par la relation : $G = (R_{12}/R_{Aj2}) + 1$. R_{12} étant de 56 kΩ et Aj_2 de 10 kΩ maxi, le gain total de l'étage se trouvera être variable de 15 dB à une trentaine de dB, ceci afin d'adapter son régime aux signaux en provenance du préampli de cellule, et d'égaliser les niveaux voie droite - voie gauche.

Nous avons choisi un NE 5534 pour IC_2 à cause de son excellent niveau de bruit. Toutes les précautions ont été prises pour éviter les accrochages et limiter la bande-passante au strict nécessaire (C_{13}, C_{17}, C_{18} et C_{20}).

C_{22} interdit à la moindre tension continue de paraitre à la sortie. R_{19}, de 100 Ω protège l'ensemble des court-circuits et P_2 permet d'ajuster le niveau final en fonction de la sensibilité de la table de mixage. Il est situé à l'arrière du coffret et se trouve réglé une fois pour toutes au moment de la mise en place. Le fait qu'il se trouve situé à la sortie de l'étage final permet de conserver un bon rapport signal sur bruit, quelque soit la position du curseur. Cela demande un très bon équilibrage des gains et des gardes des circuits précédents, car une saturation «avant» ne peut pas être éliminée par P_2. Les performances sur ce point du AC DISCO sont assez étonnantes, suffisamment pour l'avoir appelé ainsi... L'auteur a «collé au mur» un de ses amis, en lui faisant écouter Idées noires de Lavilliers, surtout le dernier break de percusions synthétisées, avec au moins 120 dB de pression acoustique à quatre mètres. Lui-même était encordé à la platine et en a profité pour faire les constatations suivantes : chaque coup «portait» clair et ferme, et le phasing final ne masquait aucune distorsion audible. Faites le test sur divers ensembles si vous le pouvez : vous risquez d'être surpris ! L'auteur a «décollé» son ami en relevant le bras du plateau et là il a fallu souffler sur la cellule pour s'assurer que l'étage de puissance sur lequel était branché directement le préampli, n'avait pas rendu l'âme. Nous attendons impatiemment le retour des moustiques pour avoir le plaisir sadique de les tuer en vol avec ce même système.

L'amplificateur de casque, constitué de IC_3, TR_3 et TR_4 est en de nombreux points identique à l'amplificateur de ligne. Voyons seulement les différences essentielles : tout d'abord le signal provenant de l'amplificateur d'entrée est dosé par P_1 afin de permettre un réglage du niveau casque. Ensuite, les collecteurs de TR_3 et TR_4 sont alimentés par une tension de + et − 24 V pour autoriser des appels de courant plus importants, et aussi pour éviter de faire peiner les régulateurs 15 V de l'alimentation générale. Qui a déjà essayé de faire du repérage avec un niveau casque léger par rapport au niveau ambiant, sait combien ce point est important et détermine le confort et la qualité du travail. Encore un élément bien spécifique aux matériels «pro» ! Il est de même ainsi beaucoup plus facile de travailler à deux, car l'opérateur affecté au calage des sources, possède une entière autonomie pour peu qu'il ait un casque personnel autour du cou en permamence. Toutefois, en niveau ambiant plus faible (stations de radio), il est possible de faire une écoute directe en remplaçant le casque par un ou mieux deux petits haut-parleurs de 50 ohms situés au dessus de la platine tourne-disque correspondante.

L'interface de télécommande et l'alimentation

Un disque arrive en fin de parcours, on tire la langue et hop on enchaine à la double croche près à l'aide du plateau suivant. Fatigué mais content on revient vers les platines pour préparer la prochaine apothéose, les deux bras de celle-ci sont baissés et... on, relève brutale-

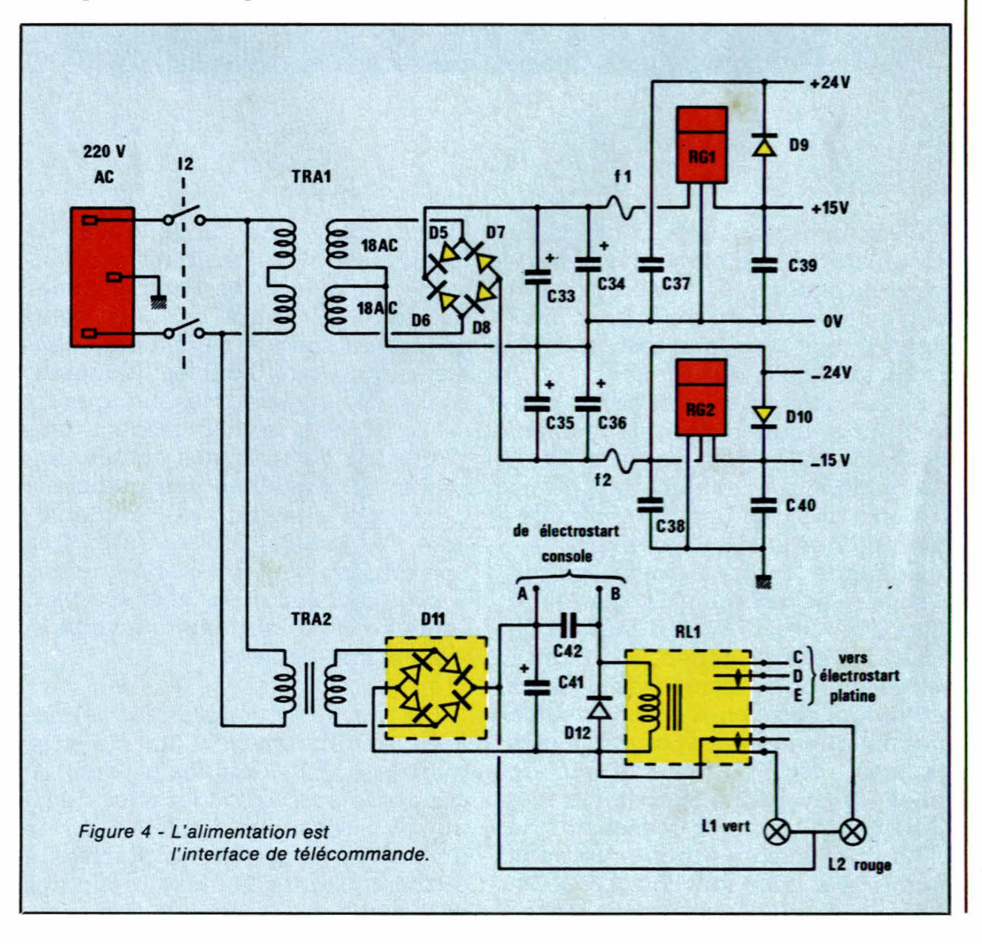
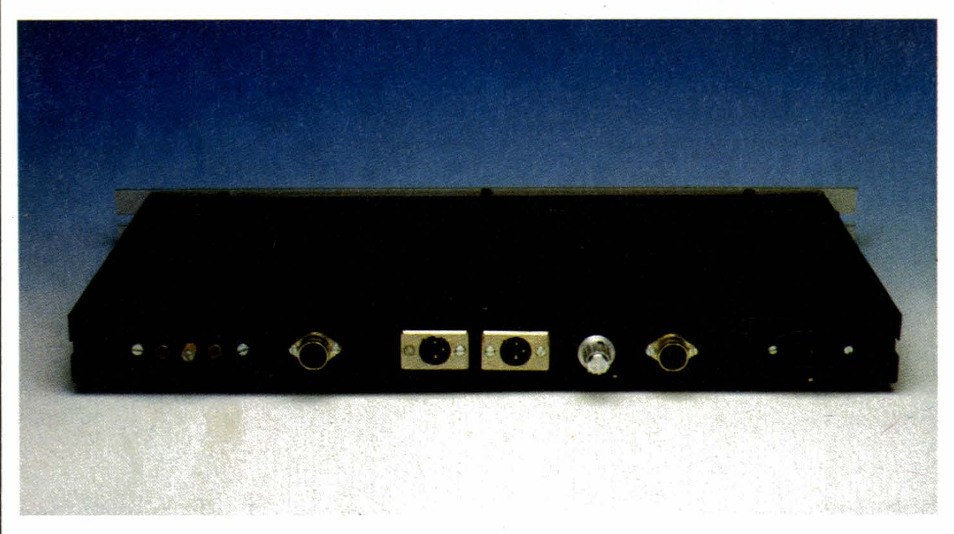


Figure 4 - L'alimentation est l'interface de télécommande.

ment celui qui ne faut pas. Que celui auquel celà n'est jamais arrivé me jette le premier diamant. C'est pour éviter ce genre de situation que le AC DISCO a été pourvu d'un circuit tout simple de visualisation de mise à l'antenne, permettant de plus d'assurer le relais des contacts d'électrostart.

Reportons-nous à la **figure 4**. Aux points A et B arrivent les fils en provenance de la commande de console il ne s'agit, ni plus ni moins, que d'un interrupteur en général «ouvert» en commande off, et fermé quand le potentiomètre est poussé. Si le contact est ouvert, le relais RL_1 est au repos et de ce fait alimente la lampe verte L_1, indiquant qu'un repérage est possible. Si le contact est fermé, RL_1 est au travail et c'est la lampe rouge qui s'éclaire, indiquant l'interdiction de toucher à quoi que ce soit : la platine est à l'antenne.



C'est un autre jeu de contacts de RL_1 qui assure maintenant le démarrage du plateau. C, D et E arrivent tous en face arrière du coffret, mais écrivez-nous si vous utilisez une autre combinaison que C, D.

L'ensemble de ce petit circuit possède une alimentation totalement indépendante, pour exclure toute intervention sur l'alimentation audio et donc abolir bruits de commutations et charge supplémentaire.

Comme à la mise en route il y a soit L_1 soit L_2 d'éclairée, il n'a pas été jugé utile d'ajouter un autre témoin de mise sous tension générale. Autant il est délicat de véhiculer les signaux provenant directement d'une cellule magnétique, autant - pour certaines platines - est il parfois scabreux de relier les cables de télécommande. C'est pourquoi, nous conseillons de blinder les laisons platine-préampli même pour cette fonction. Les jonctions préampli-console étant, grâce à l'interface décrit, beaucoup plus faciles à maitriser puisqu'elles sont en continu et non référencées à l masse audio.

Le reste de la **figure 4** consite en l'alimentation audio. On ne peut plus traditionnelle ! Transformateur toroidal 33 VA, pont surdimentionné, deux fois 4400 µF avant régulation, fusibles de protection, régulateurs protégés, tout est du déjà vu ! Ah si, l'interrupteur I_2 qui, en position ouvert, vous permet d'être un bon citoyen en économisant la précieuse énergie, à fait l'objet de la part de l'auteur d'une demande de brevet.

Réalisation pratique

Le dirons-nous jamais assez ? Traiter des signaux de quelques millivolts avec une impédance de 50 kΩ, est délicat, surtout si on s'autorise un gain dans l'amplificateur de plus de 4000 à 50 Hz. C'est pourquoi il faut faire extrèmement attention au cablage (boucles de masse, proximités indésirables, longueurs sections), et à la mécanisation (implantation correcte des circuits imprimés et positionnement judicieux de ceux-ci ainsi que de l'alimentation). Ne jamais oublier qu'un très bon schéma peut amener à une très bonne réalisation si elle est bien conduite, et à une très mauvaise si elle est mal pensée.

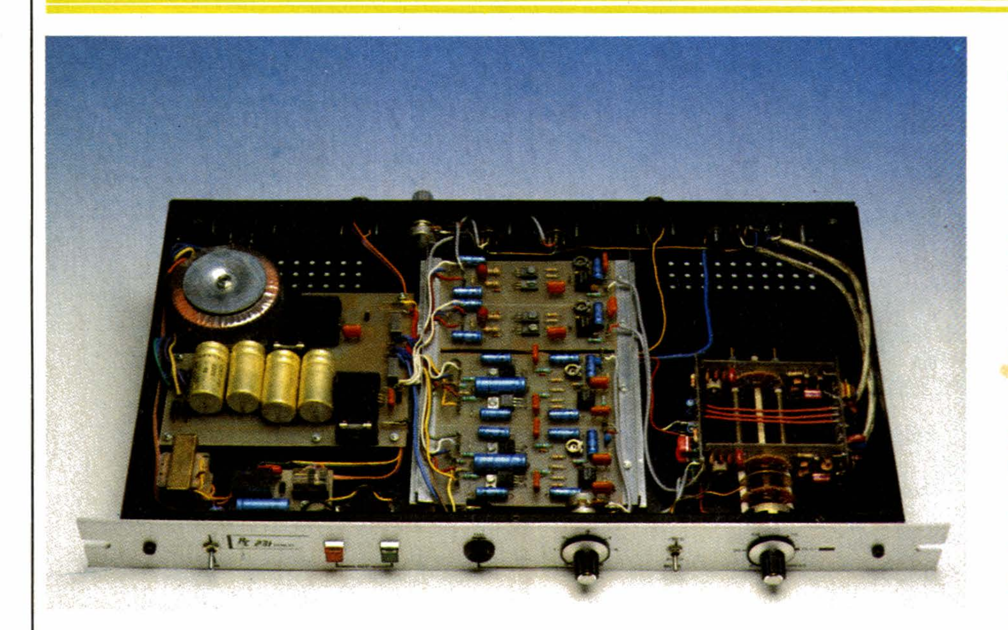
Un simple conseil à nos jeunes lecteurs débutants : si un montage audio «ronfle», doublez à l'aide de condensateurs la, ou les têtes de filtre. Si il reste une ronflette, même amoindrie, vous avez économisé un ou deux condensateurs et il est temps de chercher l'erreur de cablage. Chacun pourra relire avec profit l'article de monsieur Jacovopoulos (page 75, R.P n° 407), traitant tous ces problèmes de distribution.

Le bloc étage d'entrée

Ayant choisi d'habiller l'ensemble dans un coffret au standard 19 pouces, une unité, il a fallu veiller constamment à ne jamais dépasser les 34 mm disponibles en hauteur. C'est pourquoi il a été retenu cette configuration un peu particulière pour les étages d'entrée, et que l'on remarque bien sur les photos, à l'extrème droite du chassis. Elle présente les avantages suivants : liaisons excessivement courtes même pour les nombreuses commutations effectuées sur les contre-réactions, éloignement maximal des voies droite-gauche reculant ainsi la diaphonie, erreurs de cablage quasiment impossible particulièrement pour les galettes (souvent les bêtes noires !), rigidité mécanique importante, autonomie complète du bloc, accès facile à tous les composants, enfin, fixation réduite au seul écrou du commutateur.

Pour en arriver là, il faut procéder avec méthode et soin. Tout d'abord préparer les galettes du commutateur : en effet il est nécessaire de couper à ras toutes les cosses, supprimant ainsi les œillets réservés au passage des fils. La partie bakélisée seule ayant un diamètre de 33,5 mm, il est impératif de ne pas aller au-delà de cette cote sous peine d'engendrer des contacts intempestifs avec le fond ou le dessus du chassis. Cette opération exécutée attentivement, il reste un point délicat : faire sauter les petits rivets creux des cosses inutilisées. Pour celà, agir bien à plat en perçant avec un foret de 2 mm afin de découper la collerette, puis éliminer le reste du rivet et la plaquette de contact en faisant bien attention de ne pas casser la galette si fragile. La **figure 5** vous indique quels sont les rivets à éliminer.

Il faut préparer deux galettes identiques pour G_2 et G_3, et une troisième pour G_1. Repérez bien vos rivets avant d'usiner : Pour G_2 et G_3, face lisse de la bakélite vers vous, cosse commune (longue) à deux heures, petit cran du trou central à six heures. Pour G_1, face lisse toujours vers vous, cosse commune à 7 H 30, cran à midi.



Ceci fait, il faut souder des pattes de résistances d'au moins 1,5 cm dans chacun des œillets restant en place, afin de permettre les liaisons avec les cartes identiques AC_2 et AC_2'. Veillez à ne pas faire couler de soudure sur les palettes de contact, car elles perdraient leur élasticité. Seules G_2 et G_3 sont préparées ainsi, pour G_1 il faut cabler comme le montre le dessin, en restant en deça de l'encombrement de la galette.

Voilà, le plus dur est fait et il reste à préparer la mécanique d'encliquetage en réunissant écrous, tiges filletées, entretoises, comme l'indique la **figure 5.** Si vous ne pouvez vous procurer la disquette de blindage, il vous sera facile de la fabriquer avec une plaquette de circuit imprimé vierge, et comme on peut le voir sur les photos, il se sera pas nécessaire de la faire ronde. Mais avant de l'usiner regardez bien dans vos vieux stocks, car c'était un accessoire que l'on trouvait couramment à l'époque des lampes. Dernier point, la mécanique est un modèle particulier ne s'arrètant que sur 6 positions au lieu de 12. Regardez donc bien la nomenclature avant d'en faire l'acquisition. D'autre part, elle est vendue avec ses tiges filletées, ses écrous, et un jeu confortable d'entretoises plastique. Il ne restera à vous procurer que les deux entretoises métal de 40 mm. Enfin, l'axe central n'a pas à être scié : il concerve l'intégralité de sa longueur. ***A suivre.*** J. ALARY

haut

G1

haut

G2 et G3

— *Préparation des galettes, position 0 µs*

AC3

AC2'

axe de Co1

AC1

IC1

AC2

— *Assemblage des cartes AC1 à AC3*

blindage

G1 G2 AC2 G3 AC2'

métal

blindage de Co1

métal

10 10 10 6 10 40 3 6 10

— *Assemblage de CO1*

Figure 5 - Préparation des galettes de CO1, assemblage de celui-ci et positionnement des cartes AC1 à AC3.

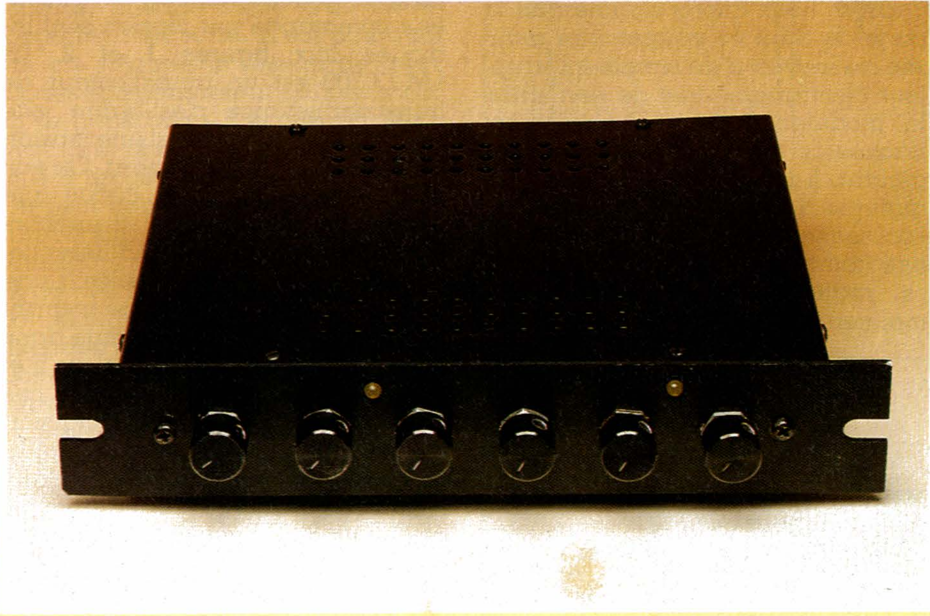
PHILIP MORRIS
SUPER LIGHTS



L'AMERICAINE SUPER LEGERE NICOTINE : 0,4 MG GOUDRONS : 3,9 MG



Le N 62 un noise-gate stéréo



Traduit en français, noise-gate signifie porte de bruit.

En fait, si un noise-gate ferme effectivement la porte au bruit, nous verrons que cela ne constitue pas sa seule vocation.

Ce type d'appareil étant très courant dans les techniques de prise de son, d'enregistrement et de diffusion professionnelle, nous avons décidé de vous en proposer une réalisation. Nous avons voulu aussi que le N 62 soit réalisable par la plupart d'entre vous, celà signifie l'adoption de certains compromis visant à simplifier la réalisation de l'appareil et à diminuer son prix de revient sans pour autant faire de réelles concessions sur le plan qualité. Le matériel professionnel coûte cher, et quitte à avoir un peu moins de souplesse par rapport au haut de gamme autant ne pas se priver de certaines fonctions, les plus utiles, si le prix reste modéré.

Notons dès à présent que notre N 62 possède deux voies identiques avec pour chacune : réglage de seuil, de temps d'attaque et de temps d'extinction, passage du seuil avec visualisation et entrées symétriques. Quant à son niveau de bruit propre, il reste extrèmement bas.

Voilà, nous le pensons, quelques raisons valables pour vous d'entamer la réalisation de ce noise-gate.

Utilisation et rôle d'un Noise-gate

En termes simplifiés un Noise-Gate est un appareil qui recevant un signal d'entrée délivre ce même signal en sortie à condition que le niveau du signal soit supérieur à une certaine valeur prédéterminée. Tout ce qui est en-dessous ne passe pas, tout ce qui est au-dessus passe. En fait, le noise-gate n'agit pas vraiment en tout ou rien, ce qui provoquerait des déformations du son mais au contraire doit respecter une certaine dynamique, nous le verrons ultérieurement.

On imagine aisément toutes les utilisations possibles d'un tel appareil pour l'élimination des parasites, du bruit, etc. Ainsi, prenons le cas d'une prise de son d'un instrument en milieu bruyant (par exemple foule ou autres instruments). Tant que le musicien à enregistrer sera muet, notre porte de bruit sera fermée et aucun signal parasite ne sera pris en compte. Par contre, à la première note, la porte de bruit s'ouvrant, la prestation du musicien sera entièrement prise en compte. Il est vrai qu'alors les bruits parasites le seront aussi mais ceux-ci seront masqués par l'amplitude du signal utile, on obtient ce que l'on appelle l'effet de masque. Le noise-gate peut même devenir parfois indispensable dans le cas de la prise de son d'instruments très rapprochés que l'on désire tout de même differencier, cas de la batterie par exemple. Autre cas typique d'utilisation : le «nettoyage» d'une bande magnétique les bruits parasites ; à ce propos le Hi Fiste en intercalant le noise-gate N 62 entre ses K7 stéréo et son ampli est sûr d'obtenir une bonne suppression du

souffle avec des réglages adéquats. Enfin, nous n'osons pas dire dernière utilisation du noise-gate, la réduction des phénomènes de réverbération quand ceux-ci deviennent très gênants, la réverbération n'étant rien d'autre que l'adjonction à un signal direct d'un signal réfléchi de moindre amplitude.

Tout cela peut sembler à priori simple mais les choses se compliquent un peu dès que l'on aborde les critères d'ouverture de la porte de bruit. Nous avons parlé d'un niveau, encore faut-il savoir s'ils'agit d'un niveau crête, efficace, moyen. De plus, un message musical n'est pas sinusoïdal, loin de là, et possède sa propre dynamique, son timbre, en plus de son niveau, et les 3 critères sont importants.

Certains noise-gates ultra sophistiqués permettent d'effectuer une sélection des signaux transmis en fonction de ces trois critères ce qui autorise une souplesse énorme. Ainsi, on pourra supprimer un signal non continu dans une bande de fréquence, ou encore stopper des signaux à front raide avec une infinité de combinaisons possibles, etc. Notre N 62 effectue, sans aller jusque là, une sélection en fonction de la dynamique d'un signal et de son niveau, c'est le cas de beaucoup de noise-gates commerciaux.

Enfin, nous avons signalé que la porte de bruit ne pouvait être réalisée au moyen d'un simple interrupteur électronique tout de rien sinon la modulation serait littéralement hachée ce qui à l'écoute serait très gênant. Il nous a donc fallu utiliser quelque chose de plus progressif, en l'occurence un VCA ou amplificateur commandé par tension. C'est à sa réalisation que nous allons maintenant nous attacher.

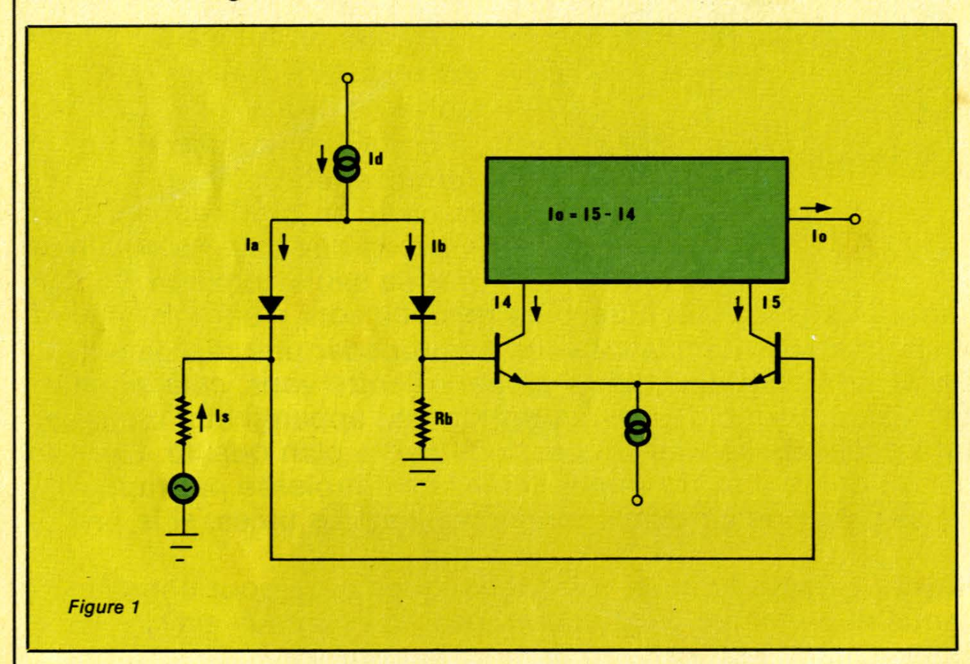


Figure 1

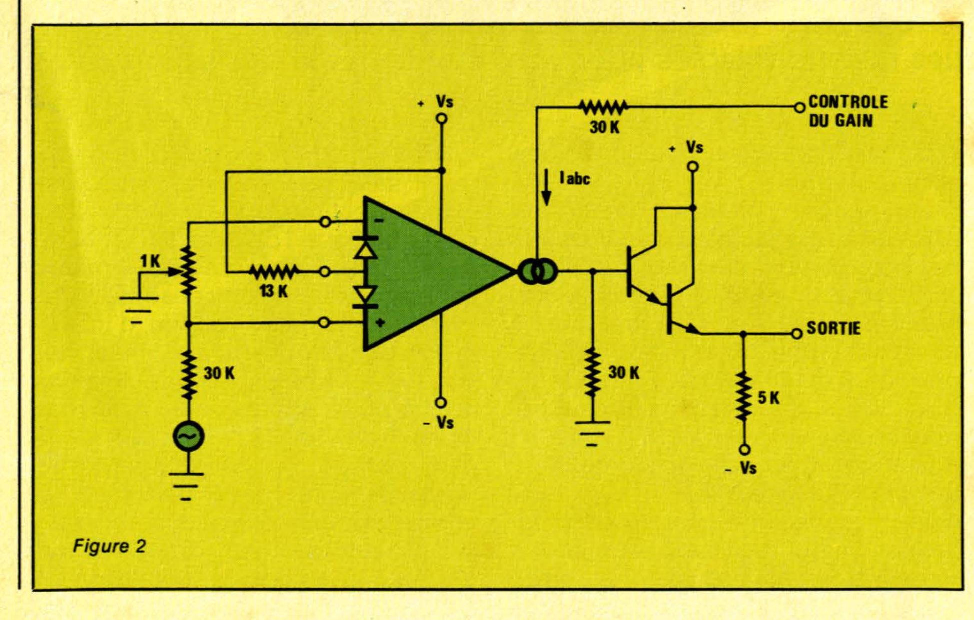


Figure 2

Le LM 13 700, NS

Ce circuit remplace le fameux LM 13 600 de chez NATIONAL (XR 13 600 chez EXAR). En fait, le LM 13 700 possède à peu de choses près les mêmes caractéristiques que son aîné, seul, le schéma interne est légèrement modifié. Quant aux schémas d'utilisation, ils restent inchangés. Le synoptique interne et le schéma d'utilisation en amplificateur commandé par tension sont indiqués aux **figures 1 et 2.** Le LM 13 700 est un amplificateur de transconductance c'est-à-dire que sa grandeur d'entrée est une tension et celle de sortie un courant. On voit dans le synoptique du circuit que celui-ci contient deux transistors montés en amplificateur différentiel dont les émetteurs sont reliés à une source de courant I_{ABC}, ce courant étant le courant de commande dans un VCA par exemple. Appelons I_5 et I_4 les courants de collecteur de ces deux transistors, et V_{IN} la tension d'entrée différentielle, c'est-à-dire la différence de tension entre les deux bases des transistors. On démontre aisément en physique des solides que :

$$V_{IN} = \frac{KT}{q} \text{Log} \frac{I_5}{I_4}$$

$$\text{et } I_4 + I_5 \cong I_{ABC}$$

où : K désigne la constante de Boltzmann, T la température absolue de la pastille semiconductrice et q, la charge électrique élémentaire.

— pour V_{IN} très petite, $I_5 \cong I_4$ et l'on peut écrire :

$$\frac{KT}{q} \text{Log} \left(\frac{I_5}{I_4}\right) \cong \frac{KT}{q} \left(\frac{I_5 - I_4}{I_4}\right)$$

premier terme d'un développement limité.

$$\text{avec } I_4 \cong I_5 \cong \frac{I_{ABC}}{2}$$

nous aurons :

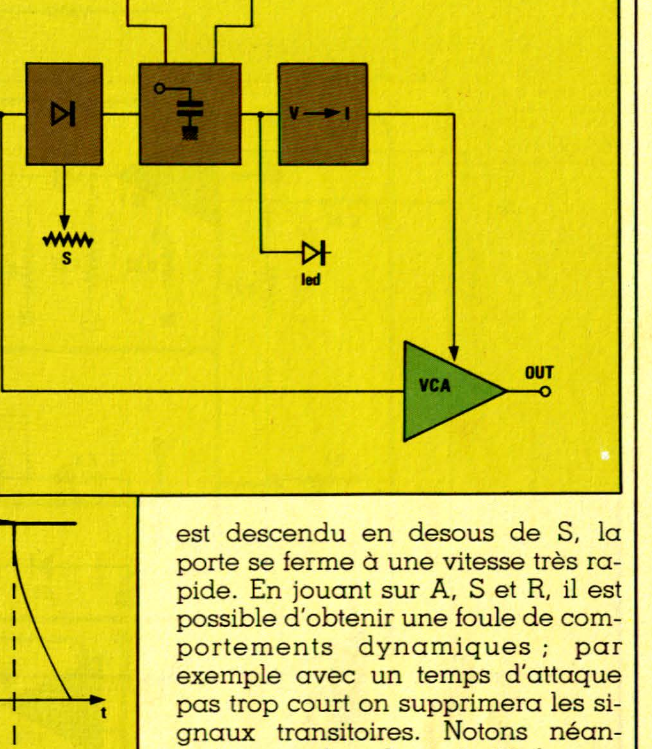
$$V_{IN} \left(\frac{I_{ABC} \times q}{2\,KT}\right) = I_5 - I_4 = I_{OUT}$$

— un circuit miroir de courant fournit un courant égal à $I_5 - I_4$. Nous avons donc finalement :

$$I_{OUT} = \frac{q}{2\,KT} \times V_{IN} \times I_{ABC}$$

Le courant de sortie du circuit est bien le produit de la tension d'entrée par un courant de commande à une constante près. C'est un résultat connu, la plupart des circuits multiplicateurs analogiques faisant appel à une structure différentielle dont on fait varier le courant d'émetteur.

Cela dit, ces résultats ne sont valables que pour V_{IN} très petite (quelques dizaines de mV), cas où l'on peut approximer un Log par une fonction linéaire sortie d'un développement en série. C'est pourquoi ont été rajoutés le réseau de deux diodes et le générateur de courant I_D. Ici le générateur d'entrée en série avec une résistance peut être assimilé à un générateur de courant I_S. On peut admettre que les diodes se comportent exactement comme des transistors du point de vue de la physique des solides, la tension à leur bornes étant une fonction logarithme népérien du courant qui les traverse. Ces diodes se comportent comme deux jonctions base-émetteur de transistors PNP (courant I_D allant vers les émetteurs) avec pour cathode les bases, pour anode les émetteurs. Toujours avec la même V_{IN} que précédemment nous aurons :



$$\frac{KT}{q}\log\left(\frac{\frac{I_D}{2}+I_S}{\frac{I_D}{2}-I_S}\right)=\frac{KT}{q}\log\left(\frac{\frac{I_{ABC}}{2}+\frac{I_{OUT}}{2}}{\frac{I_{ABC}}{2}-\frac{I_{OUT}}{2}}\right)$$

Le premier terme vient ici des diodes, le second des transistors (I_4 et I_5) avec :

$$I_4 + I_5 = I_{ABC} \text{ et } I_5 - I_4 = I_{OUT}$$

on peut donc simplifier et il reste :

$$I_{OUT} = I_S\left(\frac{2\,I_{ABC}}{I_D}\right)$$

I_S étant fonction du générateur d'entrée.

Les deux diodes ont donc « linéarisé » le système, aucune approximation n'est plus à faire, le gain ne dépend plus de la température et reste linéaire sur 6 décades à la seule condition : $|I_S| < I_D / 2$.

Si nous ajoutons que le LM 13 700 contient deux circuits identiques pour une utilisation en stéréo, ainsi que deux étages amplificateurs darlington pour la liaison avec l'extérieur, nous aboutissons d'une part à un schéma de VCA, d'autre part à une utilisation parfaite pour notre cas. L'action du potentiomètre permet de supprimer au mieux l'action du signal de commande en sortie en l'absence de tension d'entrée ainsi que la symétrie d'écretage. Afin d'éviter une mise au point nécessitant un oscilloscope, nous avons remplacé ce composant par deux résistances fixes, l'erreur restant minime.

Le synoptique du N 62

Le synoptique du N 62 est indiqué à la **figure 3** tandis que la courbe dynamique d'ouverture de la porte est fournie **figure 4.** Le but à obtenir est le suivant : le signal d'entrée redressé va charger une capacité avec une constante de temps A dit temps d'attaque. Dès que la valeur aux bornes de cette capacité atteint une tension de seuil S la porte s'ouvre suivant la courbe A. S peut être réglée très basse, dans ce cas la dynamique est celle du signal d'entrée. Si S est réglée plus haute on aura systématiquement suppression des niveaux faibles. Au retour c'est la même chose avec un temps dit temps de retour R ; dès que le niveau est descendu en desous de S, la porte se ferme à une vitesse très rapide. En jouant sur A, S et R, il est possible d'obtenir une foule de comportements dynamiques ; par exemple avec un temps d'attaque pas trop court on supprimera les signaux transitoires. Notons néanmoins que dans la majorité des cas ne correspondant pas à une utilisation spéciale, le temps d'attaque sera maintenu court et le temps de retour sensiblement plus long ; le N 62 permet pour l'une des valeurs jusqu'à 200 ms, pour l'autre environ 2 secondes.

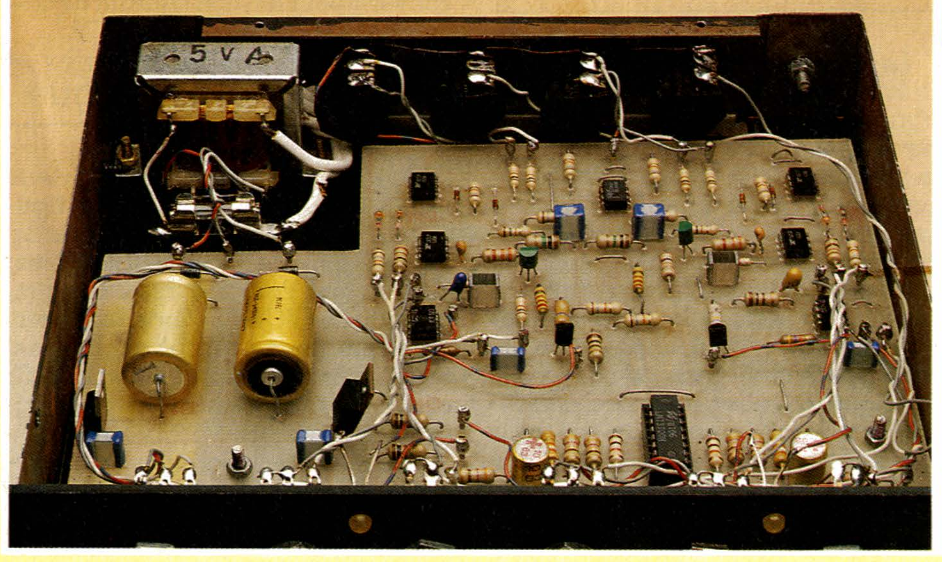
Le synoptique est simple, on rentre sur un étage de symétrisation active. Le signal est redressé et également injecté à l'entrée du VCA. Une fois redressé, le signal charge ou décharge une capacité avec deux constantes de temps ajustables par potentiomètre. Un comparateur à seuil ajustable non représenté dirige ou non la tension à l'entrée d'un convertisseur tension courant dont le courant de sortie pilote le VCA.

Le schéma électronique

Ce schéma est à considérer deux fois, le N 62 étant stéréo, voir **figure 5.** On notera que les amplis op utilisés sont des modèles doubles, que IC_3 sert pour les deux canaux, ainsi que le VCA IC_7 ; IC_4 et IC_5 ne servent que pour un seul canal ainsi que IC_6 comparateur simple ; IC_4, IC_5 et IC_6 devront donc être approvisionnés deux fois.

Le schéma est classique, IC_3 remplit le rôle de symétriseur actif, il est monté en différentiel. IC_4 réalise un redressement simple alternance et

Figure 5



une adaptation d'impédances. Pour des raisons de simplicité nous n'avons pas fait de redressement double alternance ; ce choix ne porte pas à conséquence, seule l'amplitude de la tension filtrée étant modifiée pour des réglages A et R voisins. Les temps sont ajustés par P_1 et P_2, les diodes D_8 et D_7 seront des modèles au germanium C'est aux bornes de C_7 que sera prélevée la tension qui agira sur le VCA. Cette capacité est chargée grâce à une moitié de IC_5 à travers R_9. R_{10} autorise une décharge très rapide par le comparateur IC_6 dont la sortie est à collecteur ouvert. Le comparateur

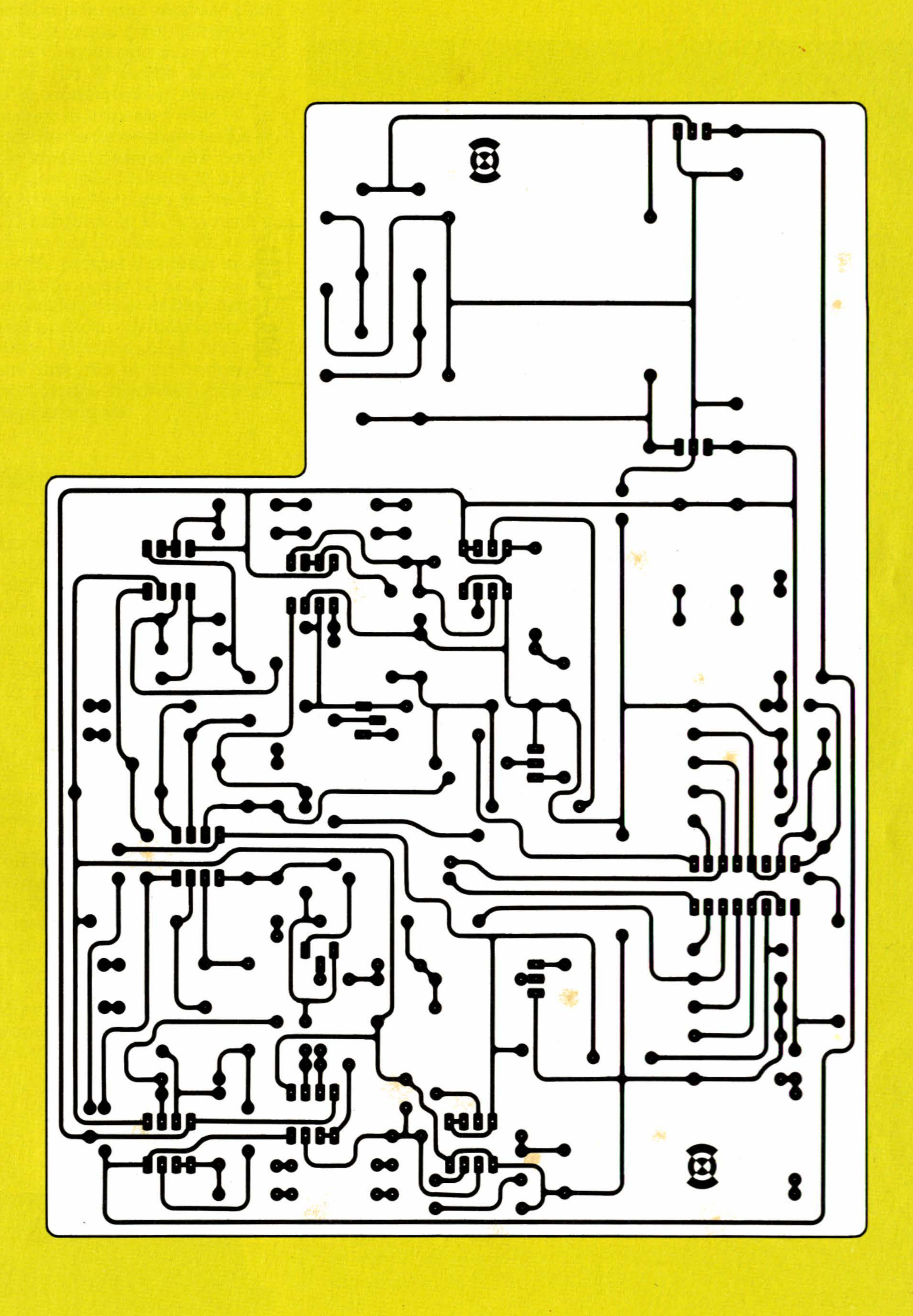


Figure 6

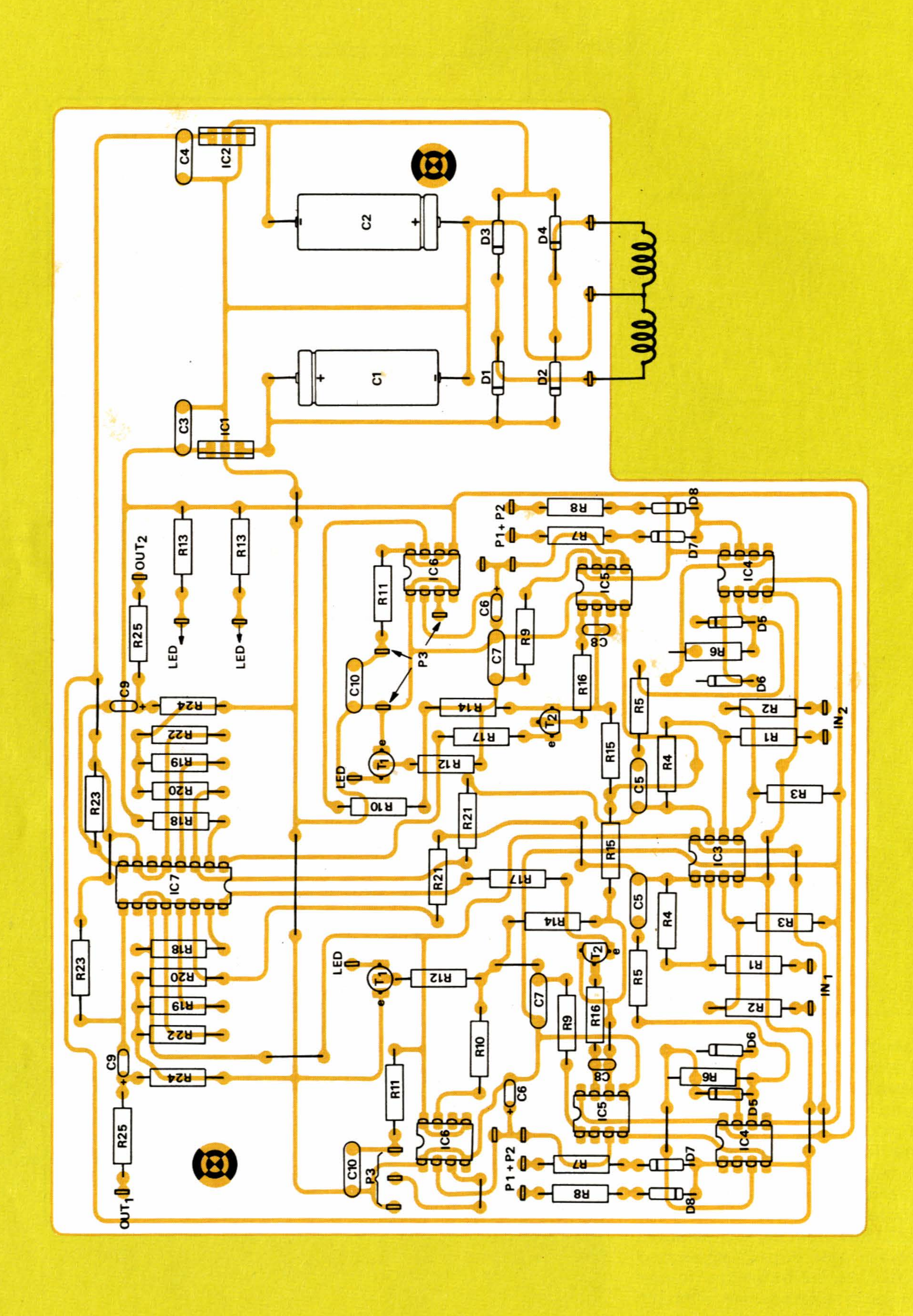
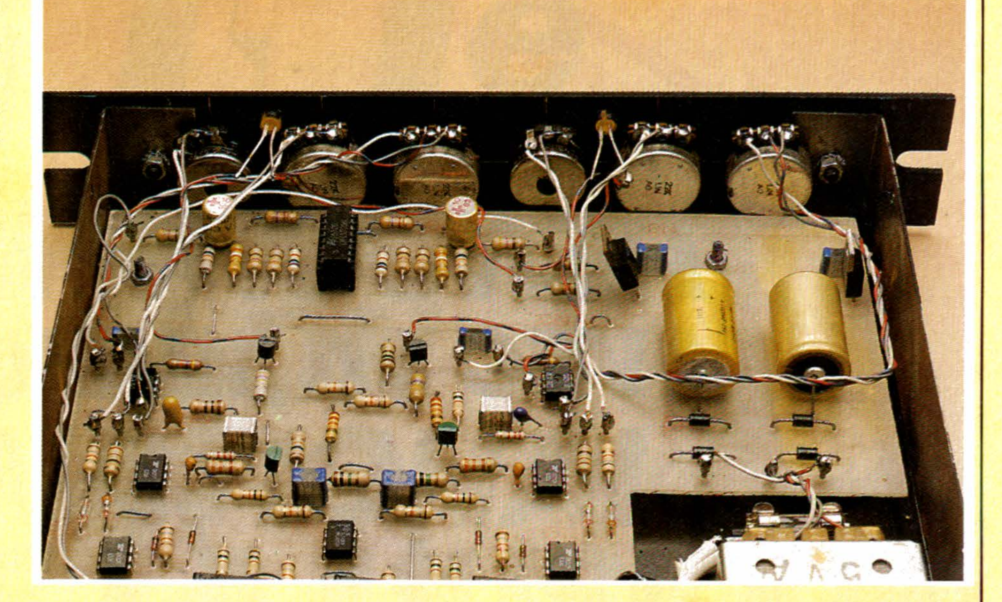


Figure 7 - Tacé du circuit imprimé.

est alimenté par une tension unique, ses bornes d'offset sont reliées au + alimentation pour une réponse plus rapide. T_1, à grand gain, prélève la tension de C_7 pour agir sur une LED indicatrice. La 2e moitié d'IC_5 est montée en convertisseur tension – courant avec le transistor PNP T_2. La résistance R_{15} de forte valeur ferme le VCA à la tension de seuil des diodes D_8 et D_7, quant à C_8 il intègre le signal et en supprime les composants HF. Enfin, IC_7 constitue le VCA, nous n'y reviendrons pas. Le réseau de sortie C_9, R_{24} et R_{25} permet d'obtenir un signal sans composante continue, ni risque d'oscillation sur câble blindé.

L'alimentation symétrique + 12 volts et – 12 volts utilise deux régulateurs intégrés et un redressement par diodes discrètes, difficile de faire plus simple.

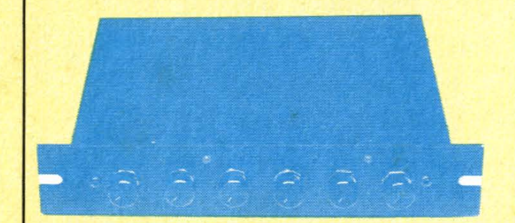


Réalisation

Le circuit imprimé avec l'implantation sont représentés **figures 6 et 7.** Le circuit imprimé est du type simple face avec une découpe pour l'implantation mécanique du transfo d'alimentation. Il y a beaucoup de straps, compte tenu de l'utilisation de CI à alimentation symétrique. Cela dit, il ne devrait pas y avoir de difficultés. Aucun réglage n'est à effectuer. On n'oubliera pas de monter P_1 et P_2 en résistances variables, c'est-à-dire avec le curseur relié à l'une des extrémités du potentiomètre.

Le coffret choisi est un nouveau modèle très esthétique de chez ESM de type mini-rack encastrable. 6 trous devront être percés en façade pour les potentiomètres, et 2 pour les diodes LED. A l'arrière on logera 4 prises XLR 3 ou des jacks stéréo (pour les entrées au moins) ainsi que le passage du fil secteur. Bonne chance à tous... !

G.G.



Nomenclature

Résistances

R1, R'1: 10 kΩ
R2, R'2: 10 kΩ
R3, R'3: 18 kΩ
R4, R'4: 18 kΩ
R5, R'5: 10 kΩ
R6, R'6: 18 kΩ
R7, R'7: 18 kΩ
R8, R'8: 220 Ω
R9, R'9: 2,2 kΩ
R10, R'10: 100 Ω
R11, R'11: 47 kΩ
R12, R'12: 470 kΩ
R13, R'13: 1,5 kΩ
R14, R'14: 10 kΩ
R15, R'15: 1 M Ω
R16, R'16: 3,3 kΩ
R17, R'17: 22 kΩ
R18, R'18: 10 kΩ
R19, R'19: 470 Ω
R20, R'20: 470 Ω
R21, R'21: 18 kΩ
R22, R'22: 39 kΩ
R23, R'23: 4,7 kΩ
R24, R'24: 10 kΩ
R25, R'25: 470 Ω

P1, P'1: 22 kΩ Log (B) de préférence
P2, P'2: 220 kΩ Log (B) de préférence
P3, P'3: 22 kΩ Log (B) de préférence

Condensateurs

C1, C2: 1000 µF/25 V
C3, C4: 0,15 µF MKH
C5, C'5: 0,47 µFMKH
C6, C'6: 2,2 µF Tantale goutte (impératif)
C7, C'7: 0,1 µF
C8, C'8: 470 pF
C9, C'9: 10 µF/25 V
C10, C'10: 47 nF

Divers

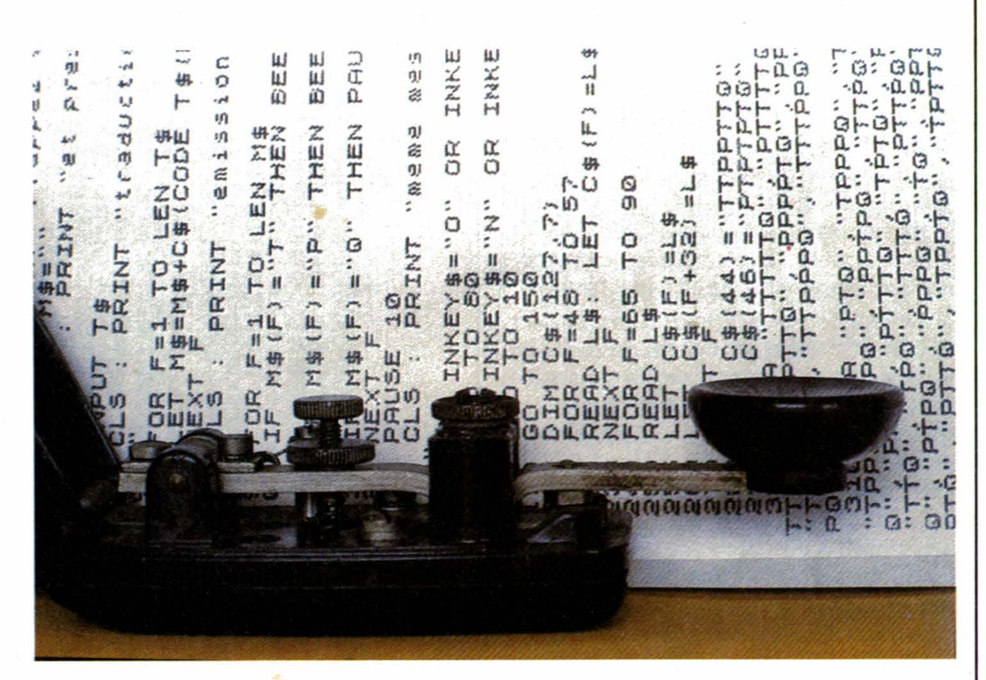
Transfo 2 × 12 volts de 5 VA, coffret ESM minirack, prises jack ou XLR, fils.

Semiconducteurs

D1 à D4: 1 N 4002
D5, D'5, D6, D'6: 1 N 914
D7, D8, D'7, D'8: 0A 85 ou équivalent germanium
T1, T'1: BC 172 B ou BC 109 B ou C
T2, T'2: BC 252 B ou équivalent PNP
2 leds Ø 5 mm
IC1: 7812
IC2: 7912
IC3: TL 082 ou TL072 ou NE 5532
IC4, IC'4: TL082
IC5, IC'5: TL082
IC6, IC'6: LM 311, SFC 2311, CA 311, (DIL 8 broches)
IC7: LM 13700 ou LM 13600 ou XR 13600 (plus fabriqué)



Un manipulateur MORSE avec SPECTRUM



Les techniques modernes de radiocommunication semblent logiquement condamner le code MORSE à une retraite bien méritée !

Cependant, sa connaissance reste exigée des postulants à la plupart des licences de Radio-Amateur.

Également, il est reconnu que la « graphie » reste le procédé le plus simple permettant de « faire passer » des communications de façon satisfaisante lorsque les conditions sont très mauvaises.

L'informatique peut sérieusement contribuer à rejeunir cette très vieille dame qu'est la graphie.

Les ordinateurs individuels possèdent un clavier se prêtant à merveille à la saisie des textes à transmettre, un écran disponible pour les afficher, bien souvent des générateurs de son très suffisants pour matérialiser les « Points et les traits », et surtout... une formidable puissance de traitement de l'information qui ne demande qu'à exécuter les transcodages les plus variés.

Que peut faire le SPECTRUM ?

Théoriquement, l'ordinateur peut servir aussi bien à l'émission qu'à la réception des signaux MORSE. On pourrait ainsi songer à automatiser entièrement les liaisons, sans que les opérateurs n'aient à connaître la graphie.

Il existe toutefois des procédés mieux adaptés à cet usage, notamment la « RTTY », ou même la transmission directe en code « ASCII ».

Il nous semble qu'en ce qui concerne le MORSE, l'informatique ne doit jouer qu'un rôle d'ASSISTANCE sans aller jusqu'à supplanter l'opérateur.

D'ailleurs, les tentatives de réception informatique de signaux MORSES qui ont été faites ici où la mettent en œuvre non seulement de longs logiciels en langage machine, mais aussi de complexes appareillages annexes, essentiellement destinés à « extraire » les signaux utiles de la « friture » omniprésente en ondes courtes.

Par contre, l'émission automatique de signaux MORSE est chose aisée, par le biais de moyens purement logiciels (BASIC).

Les signaux émis gagnent en régularité, et le confort de l'opérateur s'améliore de façon significative, les messages peuvent être entièrement « mis au point » sur écran avant toute transmission, et il est extrêmement simple de répéter un même texte autant de fois que nécessaire.

Enfin, un programme d'émission pourra fort bien servir à l'apprentissage « dynamique », à l'oreille, du code MORSE. Le SPECTRUM possède un certain nombre de caractéristiques qui font que cette machine se prête bien à ce genre d'usage. Nous avions déjà mis au point des programmes de ce genre sur le ZX-81 ; ceux de nos lecteurs ayant eu l'occasion de suivre nos travaux de l'époque pourront juger des améliorations offertes par le SPECTRUM.

Le programme « manipulateur automatique »

Le programme de la **figure 1**, bien que fort court, remplit toutes les fonctions souhaitables, que le texte soit frappé en majuscules ou minuscules, et qu'il comporte ou non des chiffres.

Cette compacité est tout entière imputable à l'usage massif des instructions DATA et READ présentes dans le BASIC du SPECTRUM (ce qui constitue une sensible amélioration par rapport au ZX-81).

Les informations logées dans les lignes DATA (300 pour les chiffres et 310 pour les lettres) ne servent qu'une fois, lors de l'initialisation du programme : il est en effet beaucoup plus commode (et plus rapide !) de faire appel, lors de la « traduction », à une TABLE DE TRANSCODAGE revêtant la forme d'un TABLEAU DIMENSIONNÉ DIM C$ (127,7). Chaque INDICE de ce tableau de chaînes correspond au CODE ASCII d'un caractère alphanumérique, ce qui facilite grandement les recherches !

Bien sûr, beaucoup de place est perdue dans ce tableau, puisque beaucoup des 127 codes récapitulés à la **figure 2** n'ont pas d'équivalent en MORSE (voir **figure 3**).

Qu'à celà ne tienne, la mémoire du SPECTRUM est vaste, surtout en version 48 K, et ce n'est pas ce petit gaspillage qui réduira beaucoup sa capacité d'enregistrement de messages en attente de traduction !

Pour des besoins particuliers, on pourrait facilement « boucher les trous » (ou au moins certains d'entre eux), comme nous l'avons fait aux lignes 280 et 290 pour la virgule et le point, qui peuvent parfois être utiles.

Remarquons que les lignes 255 et 260 s'occupent séparément des majuscules et des minuscules qui, distinctes sur le SPECTRUM, sont traitées sans discrimination en MORSE. Une fois cette initialisation achevée, en un très court instant, la machine passe en mode « conversationnel » et attend un message.

Celui-ci est traité sous la forme d'une chaîne unique (T$) : C'est dire qu'il faudra le frapper d'un trait, ENTER ne devant être pressé que tout à fait à la fin, pour déclencher la traduction MORSE, puis l'émission. La longueur des chaînes n'étant pas limitée sur les machines SINCLAIR (ce qui est un avantage fort rare), il n'y a pas à se soucier de l'importance du message, l'écran se déroulera automatiquement si nécessaire.

```
   1 REM manipulateur MORSE
   5 PRINT "initialisation en co
urs": GO TO 200
  10 CLS : PRINT "Frappez votre
texte": LET M$=""
  20 PRINT : PRINT "et pressez E
NTER"
  30 INPUT T$
  40 CLS : PRINT "traduction en
cours"
  50 FOR F=1 TO LEN T$
  60 LET M$=M$+C$(CODE T$(F))
  70 NEXT F
  80 CLS : PRINT "emission en co
urs"
  90 FOR F=1 TO LEN M$
 100 IF M$(F)="T" THEN BEEP .3,2
0
 110 IF M$(F)="P" THEN BEEP .1,2
0
 115 IF M$(F)="Q" THEN PAUSE 30
 120 NEXT F
 130 PAUSE 10
 140 CLS : PRINT "meme message ?
O/N"
 150 IF INKEY$="O" OR INKEY$="o"
THEN GO TO 80
 160 IF INKEY$="N" OR INKEY$="n"
THEN GO TO 10
 170 GO TO 150
 200 DIM C$(127,7)
 210 FOR F=48 TO 57
 220 READ L$: LET C$(F)=L$
 230 NEXT F
 240 FOR F=65 TO 90
 250 READ L$
 255 LET C$(F)=L$
 260 LET C$(F+32)=L$
 270 NEXT F
 280 LET C$(44)="TTPPTTQ"
 290 LET C$(46)="PTPTPTQ"
 300 DATA "TTTTTQ","PTTTTQ","PPT
TTQ","PPPTTQ","PPPPTQ","PPPPPQ",
"TPPPPQ","TTPPPQ","TTTPPQ","TTTT
PQ"
 310 DATA "PTQ","TPPPQ","TPTPQ",
"TPPQ","PQ","PPTPQ","TTPQ","PPPP
Q","PPQ","PTTTQ","TPTQ","PTPPQ",
"TTQ","TPQ","TTTQ","PTTPQ","TTPT
Q","PTPQ","PPPQ","TQ","PPTQ","PP
PTQ","PTTQ","TPPTQ","TPTTQ","TTP
PQ"
 320 GO TO 10
 330 REM copyright © 1984
```

Figure 1 : le programme « manipulateur automatique ».

Bien sûr, tant que dure « l'acquisition » du texte T$, toutes les possibilités habituelles de correction sont disponibles, grâce aux touches fléchées et à DELETE.

Exploitation pratique

Le dialogue qui s'instaure entre l'opérateur et la machine est suffisamment explicite et simple pour qu'il ne soit pas utile d'insister sur ce point.

Notons simplement qu'une répétition immédiate d'un message venant d'être émis peut être demandée, ce qui gagne tout le temps ordinairement pris par la « traduction », déjà faite ! Pour un usage « pédagogique », on pourra se contenter d'une écoute directe sur le « haut-parleur » (en fait un piètre buzzer !) incorporé au SEPCTRUM, mais on pourra aussi raccorder un amplifi-

cateur externe à l'une des prises MIC ou EAR présentes à l'arrière de la machine.

C'est là, également, que l'on pourra connecter l'entrée d'un éventuel émetteur « phonie » pour le convertir à la « graphie informatique » une adaptation de niveau pourra alors être à prévoir, de même qu'un filtrage destiné à éliminer les harmoniques du signal généré, rien moins que sinusoïdal !

Un simple réseau RC passe-bas suffit en général pour accomplir ces deux corrections à la fois.

Précisons enfin que la fréquence des signaux émis peut être ajustée en modifiant l'argument « 20 » des instructions BEEP. Rappelons en effet qu'une augmentation d'une unité de cet argument entraîne une élévation d'un demi-ton (au sens musical du terme) de son émis. En d'autres termes, pour doubler la fréquence émise, il faut ajouter 12 au second argument de BEEP, lequel peut évoluer de − 60 à + 69.

Pour mémoire, on notera que le premier argument de BEEP fixe la durée du son, en secondes. C'est donc à ce niveau que l'on agira pour modifier la « cadence de manipulation », sans oublier qu'un trait doit durer trois fois plus qu'un point.

Il faudra aussi harmoniser la durée des pauses de séparation, en se souvenant qu'une unité de PAUSE correspond à une trame TV, soit un cinquantième de seconde.

32		33	!
34	"	35	#
36	$	37	%
38	&	39	'
40	(	41	)
42	*	43	+
44	,	45	-
46	.	47	/
48	0	49	1
50	2	51	3
52	4	53	5
54	6	55	7
56	8	57	9
58	:	59	;
60	<	61	=
62	>	63	?
64	@	65	A
66	B	67	C
68	D	69	E
70	F	71	G
72	H	73	I
74	J	75	K
76	L	77	M
78	N	79	O
80	P	81	Q
82	R	83	S
84	T	85	U
86	V	87	W
88	X	89	Y
90	Z	91	[
92	\	93	]
94	↑	95	_
96	£	97	a
98	b	99	c
100	d	101	e
102	f	103	g
104	h	105	i
106	j	107	k
108	l	109	m
110	n	111	o
112	p	113	q
114	r	115	s
116	t	117	u
118	v	119	w
120	x	121	y
122	z	123	{
124	|	125	}
126	~	127	©

Figure 2 : La variante du code ASCII utilisé par le ZX-SPECTRUM.

0	— — — — —
1	· — — — —
2	· · — — —
3	· · · — —
4	· · · · —
5	· · · · ·
6	— · · · ·
7	— — · · ·
8	— — — · ·
9	— — — — ·
A	· —
B	— · · ·
C	— · — ·
D	— · ·
E	·
F	· · — ·
G	— — ·
H	· · · ·
I	· ·
J	· — — —
K	— · —
L	· — · ·
M	— —
N	— ·
O	— — —
P	· — — ·
Q	— — · —
R	· — ·
S	· · ·
T	—
U	· · —
V	· · · —
W	· — —
X	— · · —
Y	— · — —
Z	— — · ·

Figure 3 : Le code MORSE alphanumérique.

Conclusion

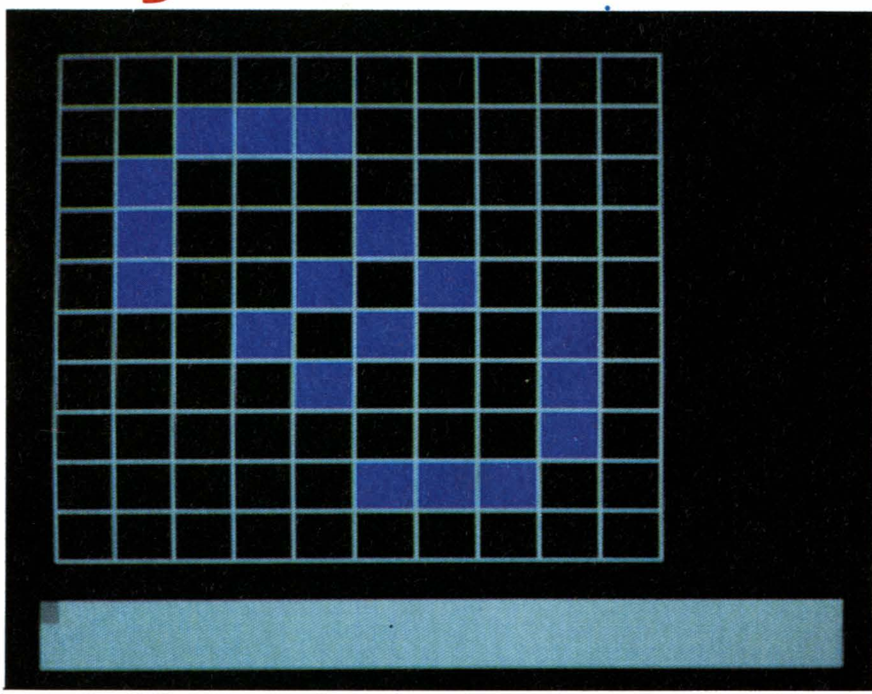
Ce petit programme est un exemple de la puissance de l'informatique individuelle, appliquée à un domaine cher aux lecteurs de RADIO-PLANS.

Les Radio-Amateurs ne s'y trompent d'ailleurs pas, et incorporent de plus en plus un ou plusieurs ordinateurs au matériel de leur station.

Gestion du carnet de trafic, de l'envoi et du classement des cartes QSL, fichier des indicatifs, calculs d'antennes, localisation des satellites, émission et réception d'images fixes (SSTV et fac-similé), de textes dactylographiés (RTTY), ne sont que quelques exemples, pris au hasard, d'applications « au shack » des machines peu coûteuses et facilement disponibles que sont désormais les ordinateurs individuels... Et ce n'est qu'un début !

Patrick GUEULLE

Un programme pour les vacances : le jeu de la vie



Rester fidèle à la micro-informatique, imprégnée de mathématiques, et vouloir donner néanmoins un air de vacances à ces quelques pages, voilà ce qui nous poussa à puiser dans l'immense registe du «jeu mathématique» et à y choisir le «jeu de la vie».

Il y a déjà quelques années, un baron du service, comme nous avions l'habitude de surnommer les vétérans de l'informatique, nous invita à nous approcher d'un terminal et à «poser» des pions sur le damier qu'offrait l'écran. La confirmation de notre choix ayant été enregistrée, nous lançâmes le programme, c'est alors que nous vîmes défiler une succession de motifs divers et variés, évoluant de façon imprévisible, mais avec la conviction intuitive que chaque génération générait bien évidemment la suivante.

Tout à la fois excités et curieux nous répétâmes l'opération, et quelques peu guidés par notre cher baron, nous découvrîmes des structures qui s'effritaient petit à petit pour finalement mourir totalement, d'autres qui présentaient un caractère périodique, oscillant autour d'une forme donnée, d'aucunes qui se stabilisaient et finalement certaines devant lesquelles la patience nous fit défaut pour en tirer une conclusion quelconque.

C'est ainsi que je découvris le fameux «jeu de la vie».

Entre temps, de nombreux articles sur la question parurent d'abord aux Etats-Unis puis en Europe et l'on vit même des journaux et des livres s'y consacrer entièrement.

Mais qu'en est-il au juste ?

Présentation

Étant donnée une configuration de départ quelconque, disposée sur un damier, des règles dirigent son évolution pour passer d'une génération à l'autre. On se retrouve en quelque sorte devant un jeu de simulation tentant à modeliser l'évolution de structures cellulaires, qui plus est, d'organismes vivants. Le «joueur» se contente de fournir les données initiales, si tant est qu'il accepte les règles, et assiste à la surprenante transformation qui s'opère devant ses yeux. S'il est déjà amusant et impressionnant d'être spectateur de ce phénomène, combien doit être fascinante l'érection des lois qui y président. Nous y reviendrons plus tard. Pour retrouver l'origine de ce jeu, il nous faut remonter aux années 50 où l'on s'interesse aux célèbres «tableaux électroniques» (base des programmes actuels, visicalc et Lotus).

Parmi ces travaux de recherche, certains scientifiques étudient plus précisément le cas des «automates cellulaires». Il s'agit de structures définies dans un espace uniforme, c'est-à-dire que les lois s'appliquent de façon identique à chaque élément, et où chaque cellule est considérée comme un automate susceptible de prendre un nombre fini d'états. De plus chaque cellule est soumise à l'influence de sa propre histoire et de l'état de ses voisines immédiates.

Le champ d'investigation est large, sans entrer dans le détail des recherches et des démonstrations qui furent établies au sein de ce cadre, citons néanmoins un système d'auto-reproduction qui fut élaboré par Edouard Fredkin du Massachusetts Institute of Technology en 1960.

Les postulats en sont simples :

— Chaque cellule n'a que deux états, vivante ou morte, symbolisés par les nombres 1 et 0 respectivement.

— Chaque cellule a quatre voisines immédiates : Nord - Est - Sud - Ouest.

— Pour qu'une cellule soit vivante à la génération suivante, c'est-à-dire qu'elle survive ou qu'elle naisse, il faut et il suffit qu'elle ait un nombre impair de voisines, 1 ou 3. Dans le cas contraire, 0, 2 ou 4, elle meurt ou reste inerte.

Bien évidemment, on applique ces lois sur la génération actuelle pour déterminer la prochaine, sans interférence, si on peut dire, entre les deux générations. Autrement dit il y

a simultanéité dans l'application des lois sur l'ensemble des éléments. Il faut donc travailler avec deux espaces en parallèle.

Cette étude, nous l'avons dit, fut menée dans le but de mettre en évidence le phénomène d'auto-reproduction. En effet, on s'aperçoit, qu'au bout de quelques cycles, en respectant les règles sus mentionnées, le motif initial est reproduit quatre fois. Quelques temps après, ces mêmes copies sont dupliquées quatre fois aussi. On obtient alors seize reproduction du motif de départ. Au sein de cette symétrie permanente, quelque soit la configuration, on assiste fasciné à l'éclosion du système comme le montre l'exemple de la **figure 1**.

Dans un même ordre d'idée, John Conway, mathématicien de l'Université de Cambridge, et auteur de nombreux jeux mathématiques, explora le domaine des automates cellulaires et chercha à accentuer la diversification des structures engendrées ainsi que leur caractère imprévisible.

Ces deux dernier points l'amenèrent à établir les lois suivantes.

Comme précédemment une cellule n'a que deux états, la vie ou la mort. Par contre toute cellule est soumise à l'influence de ses huit voisines immédiates, quatre orthogonales et quatre en diagonale.

Ces hypothèses étant retenues, venons-en maintenant à l'énoncé proprement dit des règles :

1. **Survie.**
toute cellule ayant exactement deux ou trois cellules voisines survit à la génération suivante.

2. **Naissance.**
sur 1 case vide ayant exactement

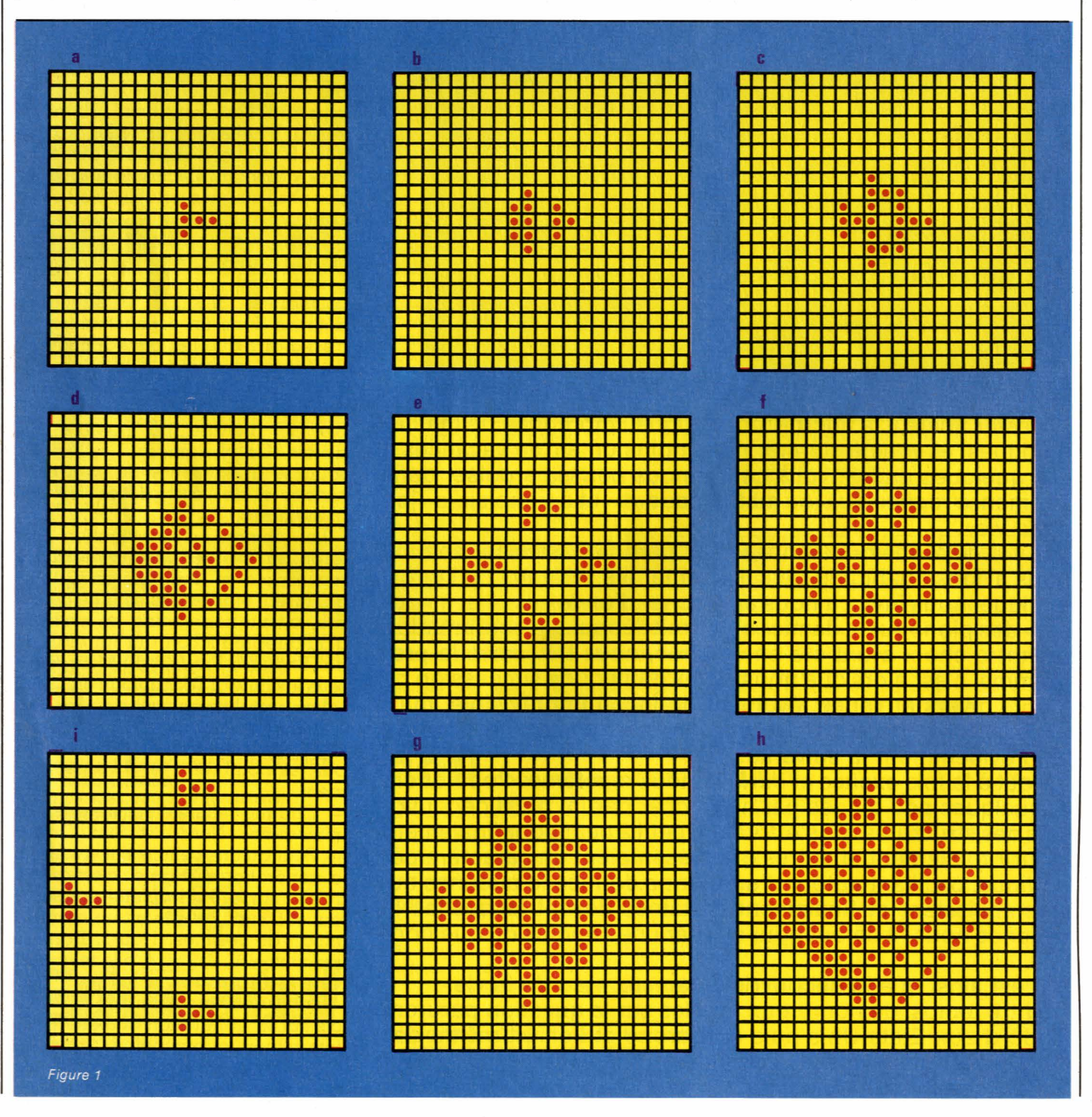


Figure 1

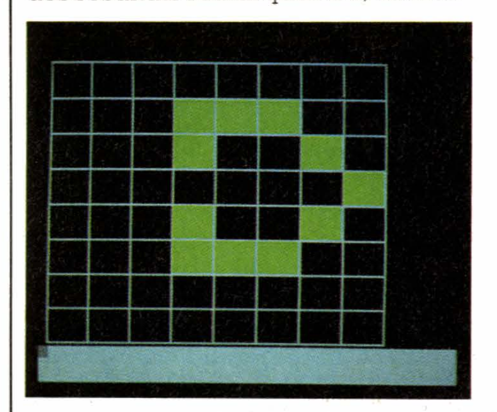
trois cellules voisines vivantes, nait une cellule à la génération suivante.

3. **Mort.**

toute cellule ayant quatre cellules voisines ou plus meurt par étouffement à la génération suivante. Une cellule isolée ou n'ayant qu'une cellule voisine meurt d'isolement à la génération suivante.

Rappelons que dans l'esprit de John Conway ce jeu se déroule bien entendu sur un damier infini. Si aux mathématiciens, rien n'est impossible, aux autres de trouver une astuce pour pallier les limites de la réalité quotidienne.

Avant de dévoiler quelques-uns des résultats remarquables, familiarisons-nous avec ce mécanisme en suivant les premières générations d'un motif, choisi tout à fait au hasard, que les lecteurs veuillent bien le croire, et présenté sur la **figure 2.**



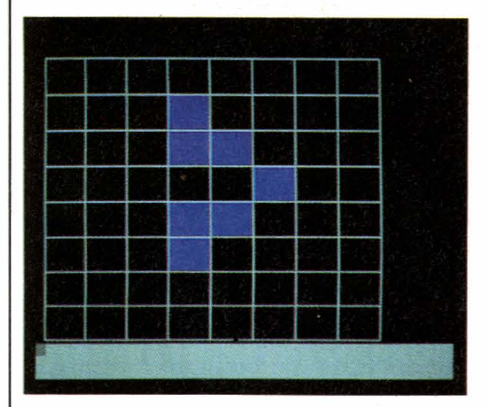


Figure 2 - exemple du déroulement du jeu sur un motif quelconque.

Sur un damier 8 × 8 s'inscrit donc le motif, placé de façon à éviter les problèmes de bord. Première transformation : la ligne A vide ne subit aucun changement. La ligne B dont certaines cellules (B_2, B_3, B_4, B_5) possèdent une ou deux cellules voisines, reste inchangée.

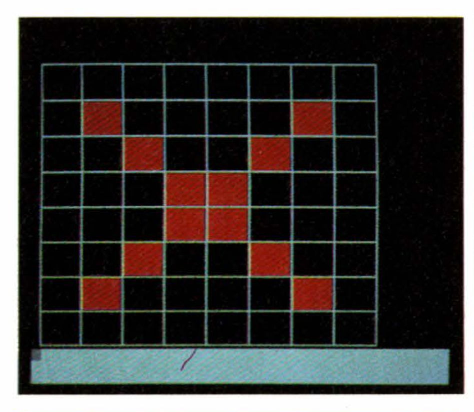
Il en va de même pour les cases C_1 et C_2. C_3 a deux voisines, C_4 et D_4 et survit donc - raisonnement identique pour C_4. De C_5 à C_8 aucune modification. A la ligne D remarquons la position de D_3 qui possède quatre voisines. C'est une de trop pour que la naissance s'accomplisse et cette dernière reste donc inerte.

D_4, entourée de trois voisines demeure vivante, quant à D_5, la présence de C_4, D_4 et E_4 la fait naître. Sur la ligne E le même phénomène se produit, puisque D_4, E_4 et F_3 génèrent l'existence de E_3. E_4 demeure en place et finalement F_3 meurt d'isolement.

En répétant cet examen minutieux, on passe d'une génération à l'autre, et bien que John Conway ait proposé une démarche manuelle à l'aide de pions noirs et blancs, on est bien tenté de confier cette exploration itérative à un micro-ordinateur. C'est bien sûr ce que nous nous proposons de faire ici après avoir observé quelques situations particulières.

La **figure 3** présente un cas de disparition totale en quelques cycles. Certaines morts sont dûes à l'étouffement, les dernières à l'isolement.

Quant aux photos des **figures 4 et** 5, elles mettent en évidence le phénomène d'oscillation, dont la période est bien entendu variable en fonction du motif. Si le premier os-



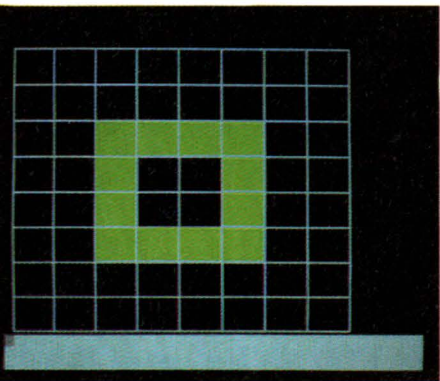


Figure 3 - Motif disparaissant totalement.

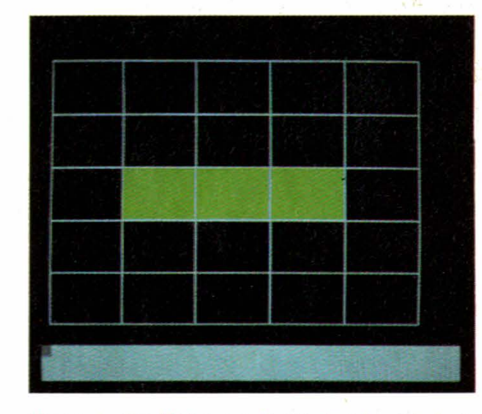
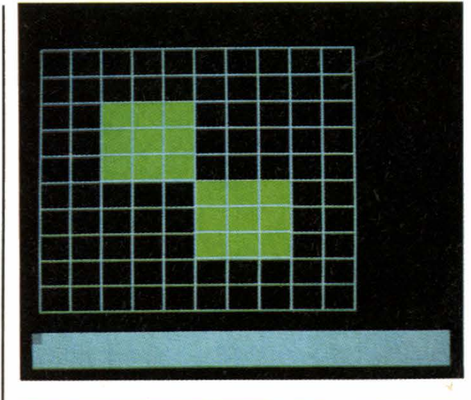
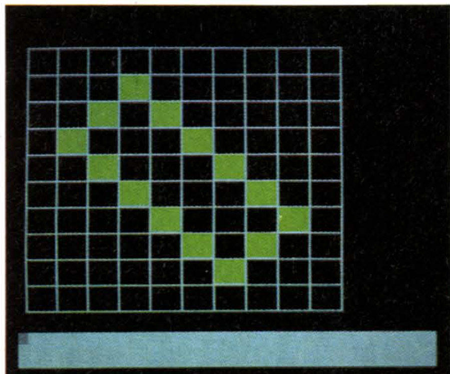
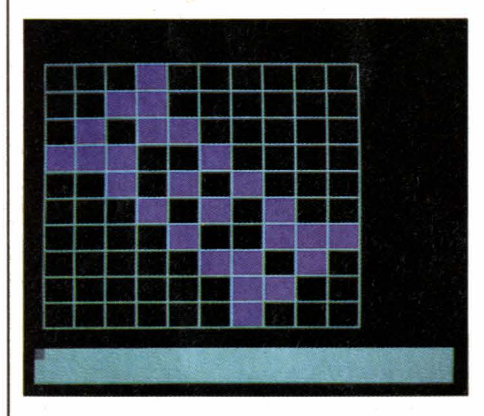


Figure 4 - Oscillateur sur damier 5 × 5, période 2.







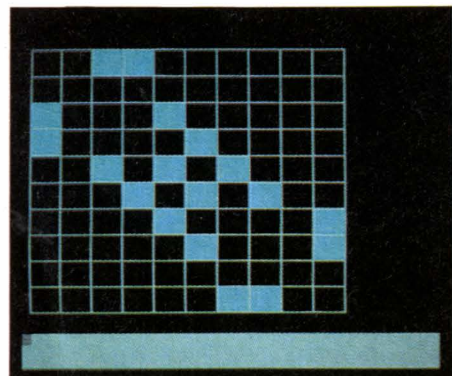


Figure 5 - Oscillateur sur damier 10 × 10, période 8.

cillateur a une période de 2, le second, plus complexe nécéssite huit génération pour revenir en position initiale.

On rencontre aussi des organismes stables (cf. **figure 6**), on appele vaisseau un motif, qui au fil des générations, conserve sa structure géométrique, mais se déplace sur le plan. Quelques exemples sont données à la **figure 7**. Pour en terminer, admirons la configuration de la **figure 8**, découverte par des chercheurs du MIT, qu'ils baptisèrent «canon à vaisseau».

Cette configuration a la particularité d'éjecter un vaisseau à cinq cellules à la quarantième génération puis d'osciller avec une période de 30 générations, éjectant un nouveau vaisseau à chaque période. Cet organisme croit donc indéfiniment et met en défaut une conjoncture de John Conway, à savoir qu'aucun organisme ne pourrait croitre indéfiniment.

Il est temps d'en venir maintenant à l'exposé des méthodes formalisant le passage d'une génération à l'autre.

La première méthode consiste à suivre ponctuellement la démarche que nous venons de faire à la main, c'est-à-dire, se positionner sur une case, compter le nombre de cellules voisines existantes puis appliquer les règles : si la cellule ne vit pas, a-t-elle exactement trois voisines ? si oui il y a naissance, sinon pas de modification.

Si la cellule vit, a-t-elle deux ou trois voisines ? une réponse favorable se traduit par la survie, une réponse défavorable par la mort, provoquée soit par isolement soit par étouffement.

Chaque cellule étant repérée par

Figure 6 - Quelques formes de vie stables sur le plan infini.

Figure 7 - Quelques vaisseaux sur le plan infini.

Figure 8 - Le canon à vaisseau du MIT.

deux coordonnées à l'intérieur du damier, il n'est pas difficile de déplacer un pointeur sur les huits cases voisines afin d'en effectuer le recensement, et toujours du point de vue informatique il suffira de tester le compteur ainsi incrémenté pour déterminer le nouvel état de la cellule en question : 0 si morte, 1 si vivante.

Cette méthode ne comportant aucune astuce, a le mérite de s'assimiler et de se programmer sur un micro-ordinateur aisément.

Ceci dit, d'autres démarches ont été proposées, parmi celles-ci retenons la suivante :

Elle consiste à multiplier l'état de la cellule examinée par 9. Ce qui nous donne soit 0 soit 9, puis comme précédemment on y ajoute les valeurs des huit cellules voisines. On consulte alors une table qui fonction de ce résultat nous donne l'état futur de la cellule. Cette table contient 18 postes (le résultat variant de 0 à 17) et s'articule comme montré à la **figure 9**, l'avantage de cette méthode réside dans le fait qu'elle évite de séparer le traitement en deux cas, cellule testée vivante ou morte, et permet de n'utiliser qu'une seule et même procédure ; on échappe ainsi à une série de tests, somme toute réduite dans le cas présent, et met en œuvre le principe de tableau de correspondance souvent plus rapide.

Citons enfin une dernière méthode :

Pour chaque case occupée, on ajoute 1 à la case correspondante d'un damier auxilliaire que l'on aura prévu, et 2 sur chacune de ses huit cases voisines. Au fur à mesure de l'exploration du damier original, les nombres se cumulent sur le damier auxiliare. En fin de parcour, les cellules vivantes de la génération suivante seront repérées en lieu et place des cases portant les chiffres 5, 6 ou 7. Nous illustrons cette méthode à la **figure 10** qui reprend le premier exemple que nous avions traité.

Pour aborder l'aspect informatique de notre jeu, il nous faut résoudre la question de «l'infini». En effet nous avions dit que les diverses études avaient été menées dans le cadre d'un damier infini.

Pour notre part, nous sommes inexorablement confrontés aux problèmes de limites, et donc de bord du damier.

Plutôt que de les ignorer purement et simplement nous préférons opter pour la solution que Pierre Toyne developpa dans un article de «Pour la science». Ce dernier propose de travailler éventuellement sur un cylindre, mais mieux encore sur un tore.

Ainsi les extrémités gauches et droites deviennent voisines, les unités hautes et basses aussi. Chaque cellule conserve alors huit voisines quelque soit sa position sur le damier, le problème est résolu et le jeu se révèle d'autant plus cocasse.

	résultat	table	évènement
cellule morte	0	0	
	1	0	
	2	0	
	3	1	Naissance
	4	0	
	5	0	
	6	0	
	7	0	
	8	0	
cellule vivante	9	0	mort par isolement
	10	0	mort par isolement
	11	1	survie
	12	1	survie
	13	0	mort par étouffement
	14	0	mort par étouffement
	15	0	mort par étouffement
	16	0	mort par étouffement
	17	0	mort par étouffement

Figure 9

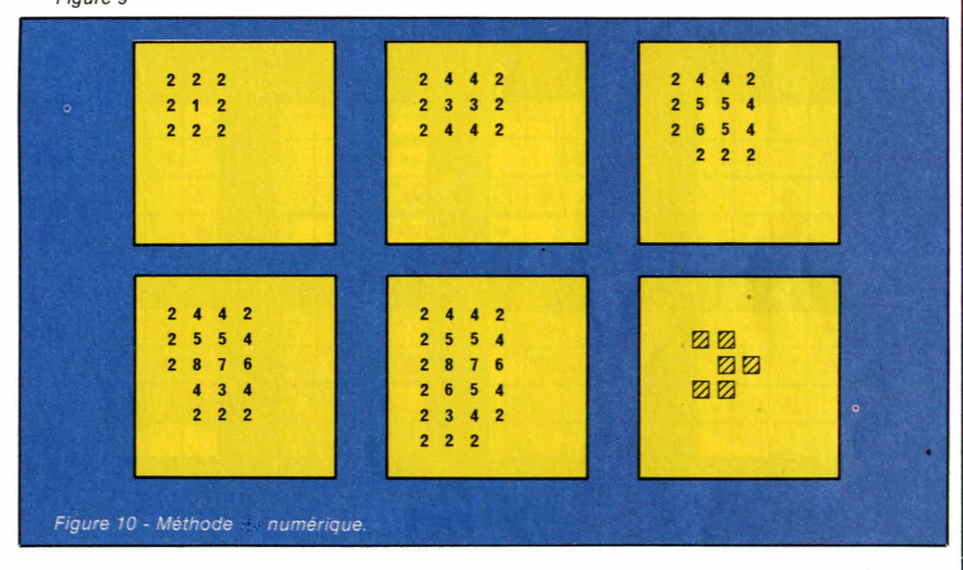


Figure 10 - Méthode numérique.

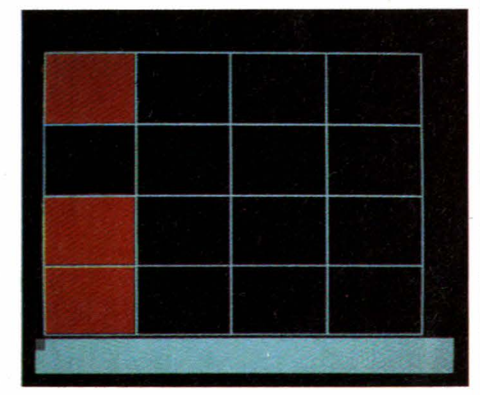


Figure 11 a - Oscillateur identique à la figure 4 mais sur un tore.

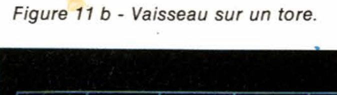
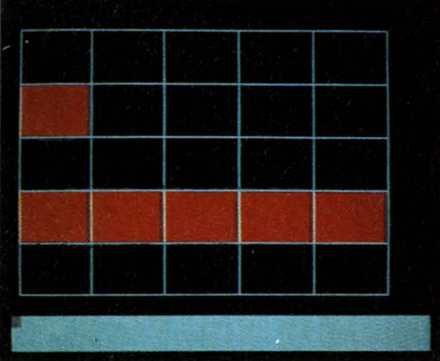
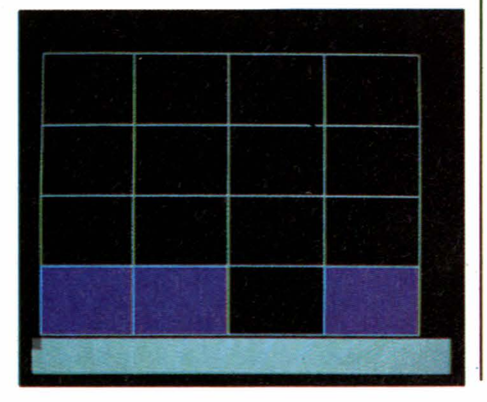


Figure 11 b - Vaisseau sur un tore.





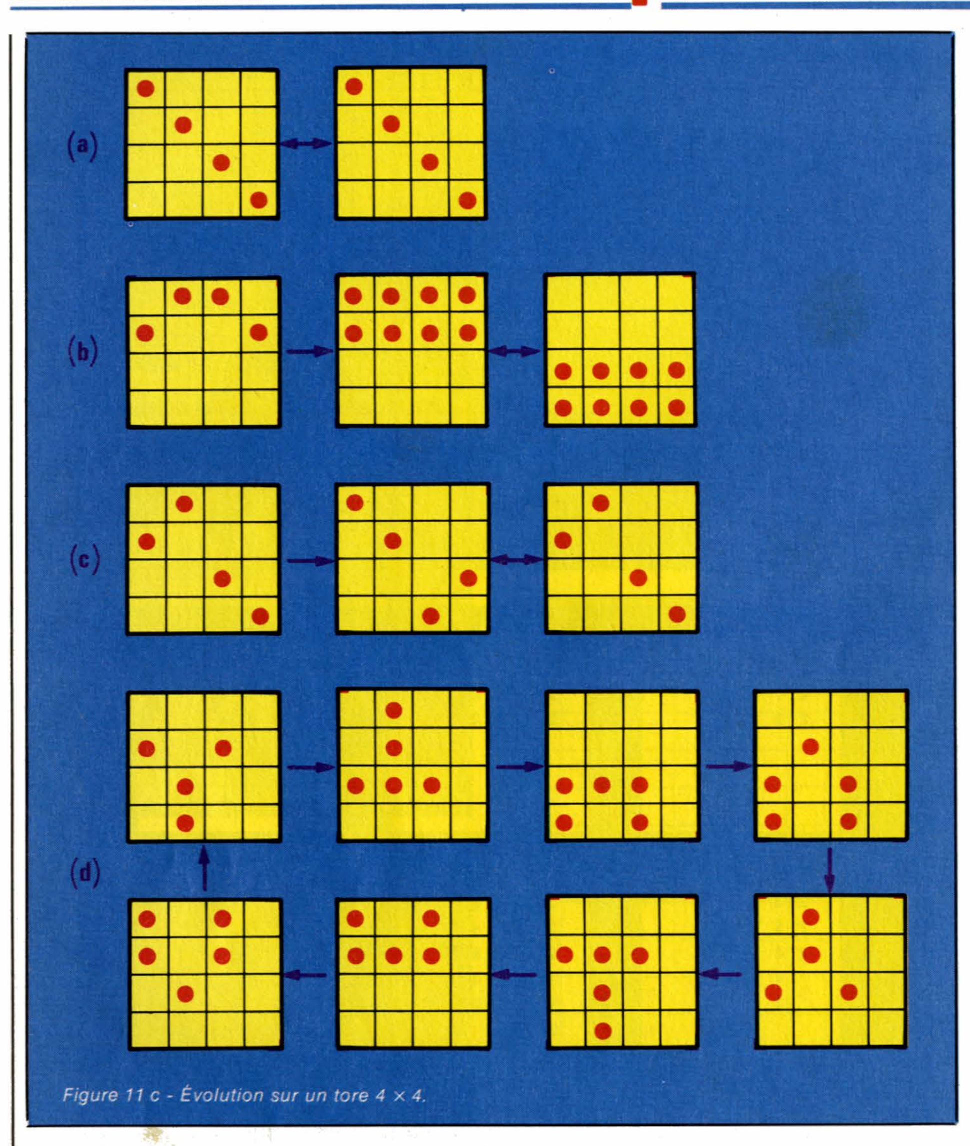


Figure 11 c - Évolution sur un tore 4 × 4.

Comme les lecteurs l'auront deviné, c'est sous cette forme que le programme ci-après est réalisé, mais libre aux amateurs d'effets spéciaux de travailler non plus sur un tore mais sur un ruban de Moebius !

Des exemples réalisés sur un tore sont présentés à la **figure 11**.

Le programme

A ce stade, nous sommes en mesure de nous tourner vers la programmation de ce jeu ; c'est-à-dire que l'auteur espère avoir fourni toute les données nécessaires à la compréhension du mécanisme, sinon de deux choses l'une, ou bien le style de ces dernières pages est épouvantable, ou bien un coup d'essai avec papier et crayon n'est peut-être pas tout à fait superflu, sans aucune honte car «tout le monde est passé par là...».

Un bref regard sur l'organigramme prouve que l'architecture en est bien simple. On trouve successivement l'entrée des données concernant le damier, une partie graphique destinée à son affichage, puis l'entrée et l'écriture de la configuration de départ. Vient alors se placer la séquence de traitement du jeu qui se concrétise par l'apparition de la génération suivante.

L'organigramme général est donné avec la première méthode décrite ci-dessus, inspection et dénombrement des voisines existantes puis test sur le compteur.

Entrons dans le vif du sujet et examinons le programme.

L'écran titre (ligne 10 à 100)

Les premières lignes réalisent l'affichage du nom de notre jeu, en grandes lettres au centre de l'écran. Le passage en mode LORES Ø est donc nécessaire et les instructions PLOT permettent de positionner les deux chaînes de caractère «JEU» et «DE LA VIE». Une même chaîne de caractère devra être écrite deux fois, une première fois sur une ligne impaire, ici 9 et 13, puis une seconde fois sur une ligne paire 10 et 14 respectivement.

La présence de l'instruction PLOT, muni en troisième paramètre de la valeur 10, transforme les caractères en moitié de grande lettre ; moitié supérieure sur les lignes impaires, moitié inférieure sur les lignes paires (cf. **figure 12**).

Le damier (lignes 110 à 340)

On sort du mode LORES pour entrer en mode TEXT afin de recueillir la définition du damier, nombre de colonnes et nombre de lignes. Elles ont été limitées volontairement à 20 et 17 respectivement. (Des dimensions supérieures entraînent par la suite un mauvais fonctionnement des FILL).

Les lignes 180 et 190 calculent les dimensions d'une case en pixels, pour une utilisation optimale de l'écran. Les dimensions de l'écran ont été réduites à 233 pixels au lieu de 240 et 193 au lieu de 200 afin de dégager les bords notamment sur la plage de texte au bas de la figure. Les instructions graphiques travaillant en modulo 6, il est indispensable que les cases aient une longueur multiple de 6 pixels.

A partir de la ligne 200, c'est le mode HIRES, graphique haute résolution, qui est mis en œuvre. Il nous permet d'utiliser les instructions CURSET, DRAW et FILL.

La première boucle, lignes 210 à 240, trace les lignes horizontales. On positionne le curseur en abscisse 5,

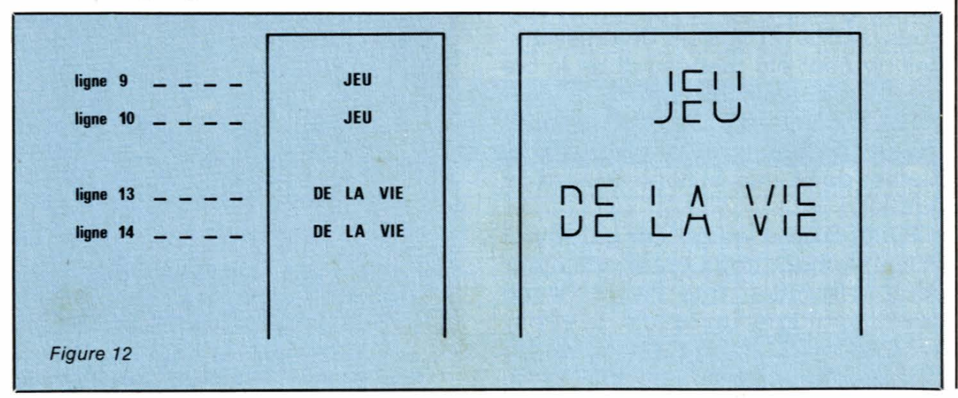
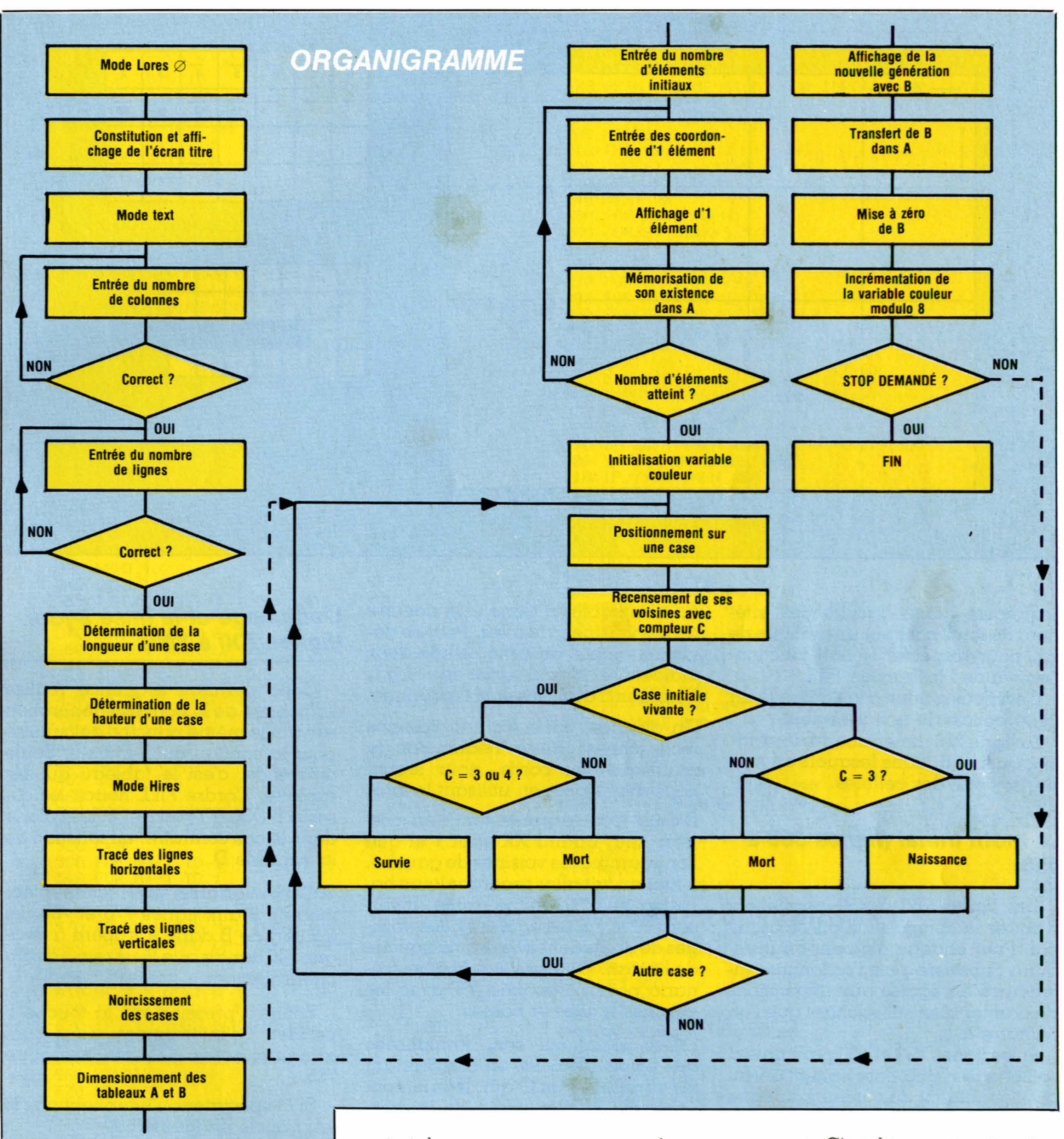


Figure 12



afin que l'intérieur même de la case débute en 6, puis l'ordonnée va varier avec un pas Y, hauteur de la case, calculée ci-dessus.

La ligne 230 permet d'effectuer, à partir de ce point un déplacement apparent de H, X en abscisse et de 0 en ordonnée. Il en résulte bien une ligne horizontale. un processus similaire est répété des lignes 250 à 280 pour le tracé des lignes verticales, avec la symétrie qui s'impose. (cf. **figure 13**).

L'opération suivante consiste à noircir les cases une par une, même si le fond est déjà noir. En effet, ce n'est pas la couleur qui compte mais bien l'ordre dans lequel ce traitement va être subi par le damier. On procède de la droite vers la gauche, autrement dit à reculons. (cf. **figure 14**).

En effet l'instruction FILL permet de colorier, sur un nombre de lignes demandé, un bandeau partant d'une abscisse précisée jusqu'à la limite extrême droite de l'écran. Par contre si en chemin elle rencontre un FILL déjà effectué, cela provoque son arret. C'est bien cette situation que nous rechercons afin de pouvoir mettre en évidence, par une couleur, les cases de la configuration initiale du jeu. Cette opération de noircissement terminée, nous pourrons venir colorier n'importe quelle case, le bandeau étant stoppé par la voisine de droite. La **figure 15** montre ce qui se passerait au moment d'allumer la case (3,3), appartenant au motif initial, sans noircissement préalable.

D'autre part nous avons pris la précaution de toujours positionner

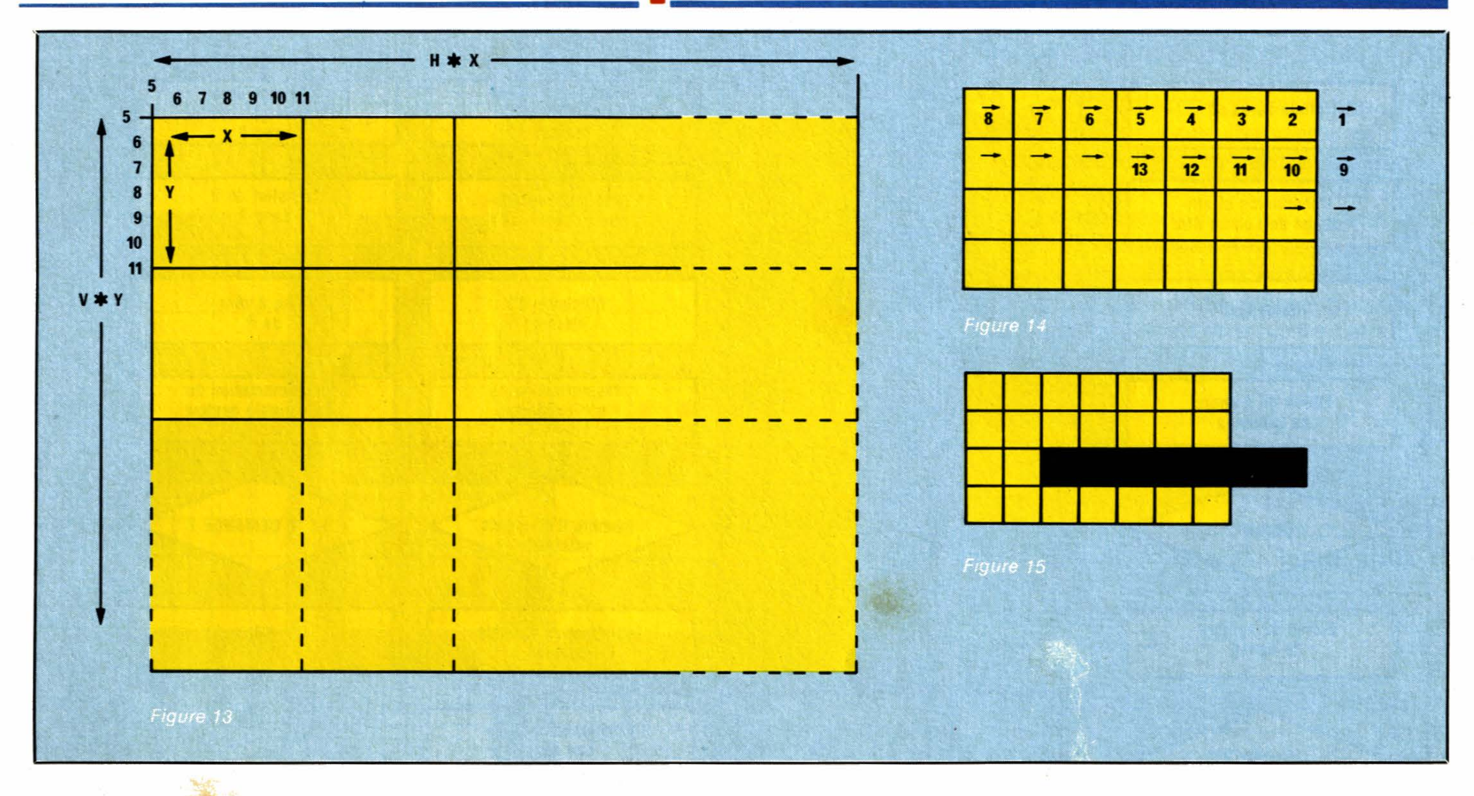


Figure 13

Figure 14

Figure 15

l'extrémité haute gauche de l'intérieur de toute case sur un multiple de six, pour respecter le bon fonctionnement de l'instruction FILL.

Ceci nous amène à la ligne 340, fin de la boucle de noircissement.

La ligne 350 dimensionne deux tableaux A et B, dans lesquels on mémorise l'état des cellules.

Le motif initial (lignes 360 à 450)

Les lignes 360 à 450 permettent d'entrer la composition du motif initial. Pour chaque élément on introduira l'abscisse puis l'ordonnée, inférieures ou égales aux dimensions du damier bien sûr sachant que l'on démarre à 1.

Si les lignes 420 et 430 provoquent l'affichage d'une case (attention au positionnement du curseur), la ligne 440 mémorise l'existence de la cellule en question dans le tableau A, entièrement nul au départ.

Notons à la ligne 460 l'initialisation de la variable couleur D qui sera utilisée sous la fome « 16 + D ». La configuration initiale s'étant allumée en rouge, 17, on prévoit la seconde génération en vert, 16 + 2.

La détermination de la génération suivante (lignes 500 à 670)

Étant donnée une cellule, vivante ou morte, de coordonnées XX, YY, on va comptabiliser dans C le nombre de ses voisines vivantes. Pour se déplacer autour de cette cellule deux indices N et M vont varier de − 1 à 1, N influant l'abscisse et M l'ordonnée.

On atteindra ainsi les huit voisines recherchées. Reste néanmoins le problème des bords, pour lequel nous avons opté en utilisant le tore.

D'autre cas se présentent : en premier lieu, quand XX vaut 1 et que l'on examine les voisines de gauche, il faut en fait aller regarder leurs homologues à l'extrème droite. Inversement si XX est égal à M, les voisines de droite sont à l'extrême gauche de l'écran. On assiste au même scénario pour l'ordonnée YY avec les voisines hautes et basses.

Ces situations sont formalisées aux lignes 550 à 580 en positionnant les variables P et Q qui déterminent l'abscisse et l'ordonnée de la case désirée.

Ce dénombrement terminé, il faut distinguer les deux états possibles de la cellule de référence.

Le phénomène de naissance, trois cellules voisines, est traité à la ligne 630. Quant à la ligne 650 elle mémorise les survie, le test portant sur les valeurs 3 et 4, et non 2 et 3, puisque l'état de la cellule de référence a été comptabilisé dans le recensement.

A la fin de cette boucle, le tableau B contient exactement l'image de la nouvelle génération.

L'affichage et la mise à jour (lignes 700 à 800)

Cette dernière séquence réalise l'affichage de la nouvelle génération suivant le même principe déjà utilisé pour la configuration initiale. Seule différence, c'est le tableau qui est exploité. L'ordre FILL noircit les cases si B (XX, YY) est nul et les colorie dans le cas contraire, en fonction de la variable D.

Cette variable est incrémentée, modulo 8 aux lignes 770 et 780. Le tranfert de B dans A s'opère à la ligne 740, tandis que B est remis à zéro intégralement.

Enfin la pression sur la touche S permet d'interrompre le programme, action détectée à la ligne 785.

Si le spectateur n'intervient pas le jeu boucle de lui-même.

Avant de conclure, il serait bon d'examiner la programmation de la seconde méthode présentée.

Pour l'utiliser il suffit de se reporter à la version 2 de la **figure 16**.

Les premières instructions rangent les valeurs adéquates dans la table de correspondance T. T est légèrement modifiée par rapport à l'énoncé puisque, rapelons-le, dans la boucle de recensement, la valeur de la cellule de référence est comptée.

Micro-Informatique

Version I

```
10 LORES 0
20 PLOT 15,9," JEU"
30 PLOT 15,10," JEU"
40 PLOT 15,9,10
50 PLOT 15,10,10
60 PLOT 12,13," DE LA VIE"
70 PLOT 12,14," DE LA VIE"
80 PLOT 12,13,10
90 PLOT 12,14,10
100 WAIT 600
105 CLS
110 TEXT
120 INPUT "NOMBRE DE COLONNES";H
130 IF H<20 THEN 150
140 PRINT "DIMENSION TROP IMPORTANTE":GOTO 120
150 INPUT "NOMBRE DE LIGNES";V
160 IF V<17 THEN 180
170 PRINT "DIMENSION TROP IMPORTANTE":GOTO 150
180 X=6*INT(233/(H*6))
190 Y=6*INT(193/(V*6))
200 HIRES
210 FOR VX=0 TO V
220 CURSET 5,VX*Y+50
230 DRAW H*X,0,1
240 NEXT VX
250 FOR HX=0 TO H
260 CURSET HX*X+5,5,1
270 DRAW 0,V*Y,1
280 NEXT HX
290 FOR VX=0 TO V-1
300 FOR HX=H TO 0 STEP -1
310 CURSET HX*X+6,VX*Y+6,0
320 FILL Y-1,1,16
330 NEXT HX
340 NEXT VX
350 DIM A(H+1,V+1),B(H+1,V+1)
360 INPUT "NOMBRE D'ELEMENTS";E
370 FOR EX=1 TO E
380 INPUT "ABCISSL";XX
390 IF XX>H THEN 380
400 INPUT "ORDONNEE";YY
410 IF YY>V THEN 400
420 CURSET 6+X*(XX-1),6+Y*(YY-1),0
430 FILL Y-1,1,17
440 A(XX,YY)=1
450 NEXT EX
455 CLS
460 D=2
500 FOR XX=1 TO H
510 FOR YY=1 TO V
520 C=0
530 FOR N=-1 TO 1
540 FOR M=-1 TO 1
550 IF XX=H AND N=1 IHEN P=H
560 IF XX=1 AND N=-1 THEN P=-H
570 IF YY=V AND M=1 THEN Q=V
580 IF YY=1 AND M=-1 THEN Q=-V
590 C=A(XX+N-P,YY+M-Q)+C
600 P=0:Q=0
610 NEXT M:NEXT N
620 IF A(XX,YY)=1 THEN 650
630 IF C=3 THEN B(XX,YY)=1
640 GOTO 660
650 IF C=3 OR C=4 THEN B(XX,YY)=1
660 NEXT YY
670 NEXT XX
700 FOR XX=1 TO H
710 FOR YY=1 TO V
720 CURSET 6+X*(XX-1),6+Y*(YY-1),0
730 FILL Y-1,1,16+D*B(XX,YY)
740 A(XX,YY)=B(XX,YY):B(XX,YY)=0
750 NEXT YY
760 NEXT XX
770 D=D+1
780 IF D=8 THEN D=1
785 IF KEY$="S" THEN 10
790 GOTO 500
```

Version II

```
10 LORES 0
20 PLOT 15,9," JEU"
30 PLOT 15,10," JEU"
40 PLOT 15,9,10
50 PLOT 15,10,10
60 PLOT 12,13," DE LA VIE"
70 PLOT 12,14," DE LA VIE"
80 PLOT 12,13,10
90 PLOT 12,14,10
100 WAIT 600
105 CLS
110 TEXT
120 INPUT "NOMBRE DE COLONNES";H
130 IF H<20 THEN 150
140 PRINT "DIMENSION TROP IMPORTANTE":GOTO 120
150 INPUT "NOMBRE DE LIGNES";V
160 IF V<17 THEN 180
170 PRINT "DIMENSION TROP IMPORTANTE":GOTO 150
180 X=6*INT(233/(H*6))
190 Y=6*INT(193/(V*6))
200 HIRES
210 FOR VX=0 TO V
220 CURSET 5,VX*Y+5,0
230 DRAW H*X,0,1
240 NEXT VX
250 FOR HX=0 TO H
260 CURSET HX*X+5,5,0
270 DRAW 0,V*Y,1
280 NEXT HX
290 FOR VX=0 TO V-1
300 FOR HX=H TO 0 STEP -1
310 CURSET HX*X+6,VX*Y+6,0
320 FILL Y-1,1,16
330 NEXT HX
340 NEXT VX
350 DIM A(H+1,V+1),B(H+1,V+1)
360 INPUT "NOMBRE D'ELEMENTS";E
370 FOR EX=1 TO E
380 INPUT "ABCISSE";XX
390 IF XX>H THEN 380
400 INPUT "ORDONNEE";YY
410 IF YY>V THEN 400
420 CURSET 6+X*(XX-1),6+Y*(YY-1),0
430 FILL Y-1,1,17
440 A(XX,YY)=1
450 NEXT EX
455 CLS
460 D=2
500 FOR XX=1 TO H
510 FOR YY=1 TO V
520 C=0
530 FOR N=-1 TO 1
540 FOR M=-1 TO 1
550 IF XX=H AND N=1 THEN P=H
560 IF XX=1 AND N=-1 THEN P=-H
570 IF YY=V AND M=1 THEN Q=V
580 IF YY=1 AND M=-1 THEN Q=-V
590 C=A(XX+N-P,YY+M-Q)+C
600 P=0:Q=0
610 NEXT M:NEXT N
620 IF A(XX,YY)=1 THEN 650
630 IF C=3 THEN B(XX,YY)=1
640 GOTO 660
650 IF C=3 OR C=4 THEN B(XX,YY)=1
660 NEXT YY
670 NEXT XX
700 FOR XX=1 TO H
710 FOR YY=1 TO V
720 CURSET 6+X*(XX-1),6+Y*(YY-1),0
730 FILL Y-1,1,16+D*B(XX,YY)
740 A(XX,YY)=B(XX,YY):B(XX,YY)=0
750 NEXT YY
760 NET XX
770 D=D+1
780 IF D=8 THEN D=1
785 IF KEY$="S" THEN 800
790 GOTO 500
800 END
2000 DIM T(18)
2005 FOR I=1 TO 18
2010 READ T(I)
2020 NEXTI
2030 DATA 0,0,0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,1,1,0,0,0,0
2040 FOR XX=1 TO H
2050 FOR YY=1 TO V
2060 C=9*A(XX,YY)
2070 FOR N=-1 TO 1
2080 FOR M=-1 TO 1
2090 IF XX=H AND N=1 THEN P=H
2100 IF XX=1 AND N=-1 THEN P=-H
2110 IF YY=V AND M=1 THEN Q=V
2120 IF YY=1 AND M=-1 THEN Q=-V
2130 C=A(XX+N-P,YY+M-Q)+C
2140 P=0:Q=0
2150 NEXTM:NEXTN
2160 B(XX,YY)=T(C+1)
2170 NEXT YY
2180 NEXT XX
2190 GOTO 700
2200 IF YY=V AND M=1 THEN Q=V
```

Figure 16

En cas de survie C est alors égal à 12 ou 13 et non 11 et 12. Signalons la ligne d'initialisation de C, conforme au principe développé ci-dessus et enfin la recherche dans la table pour trouver le nouvel état mémorisé en B (XX, YY).. le reste est absolument identique à la version précédente.

Conclusion

Ces deux méthodes, ayant été expérimentées sur un ORIC, ne font pas apparaitre de différence notoire quant à la rapidité, on peut même aller jusqu'à dire qu'elles se tiennent.

On ne saurait donc conseiller l'une plutôt que l'autre, néanmoins, pour ceux qui le découvriraient, le principe de table de correspondance est à retenir ; il se révèle très utile dans la résolution de bien des problèmes.

Notons enfin que la programmation du damier peut être utilisable in extenso pour tout autre sorte de jeu, bataille navale, dames etc...

Nous en avons donc terminé et espérons que le jeu de la vie vous permettra de passer de bonnes heures en ces semaines de détente.

ASTRID

Infos

Bibliographies

« Au cœur de l'Oric Atmos »

Volume broché de 146 pages. Ce livre qui s'adresse tant au néophyte qu'au programmeur chevronné, apporte un certain nombre de clefs ouvrant des portes secrètes de l'ATMOS.

L'auteur, informaticien professionnel, s'est attaché à décrire d'une manière simple la façon d'utiliser les composants de l'ordinateur. Après une étude complète du contenu de la mémoire morte, cet ouvrage livre le rôle de nombreuses adresses et routines de la machine et la façon de les utiliser.



L'auteur propose également de nombreux exemples directement intégrables dans des programmes. Citons par exemple, parmi d'autres, l'utilisation de la touche FUNCTION, une horloge temps réel, la création d'une fenêtre de texte, d'un RESTORE N, et pour la première fois la technique permettant d'obtenir un nouveau mode d'affichage moitié TEXT, moitié HIRES ! ainsi que la gestion intelligente des joysticks.

Ce livre est disponible dans les librairies spécialisées, les boutiques de micro-informatique ou directement chez l'éditeur : ARG INFORMATIQUE, 5, avenue Monnot, 71100 Châlon-sur-Saône.

« AU CŒUR DE L'ATMOS » par Gilles BERTIN - Collection INFORM'atic (144 pages, 75 F). Éditeur ARG INFORMATIQUE.

« Pilotez votre ORIC 1 + ATMOS » P. Gueulle.

1 volume broché de 128 pages sous couverture pelliculée, ETSF éditeur.

L'auteur, dans cet ouvrage, s'adresse plus particulièrement aux débutants en micro-informatique possesseurs d'un ORIC 1 ou d'un ATMOS, ou aux possesseurs d'autres machines désireux de mieux connaître les possibilités de ces deux « micros » dont le succès est incontestable.

Les différentes instructions du basic Microsoft disponible sur ces machines, avec les améliorations des défauts de jeunesse de l'ORIC 1 sur l'ATMOS, sont abordées et traitées au fur et à mesure de la description d'applications variées, contrairement à bien d'autres ouvrages d'initiation. Cette démarche nous paraît beaucoup plus naturelle et améliore certainement l'acquisition et la maîtrise des connaissances nécessaires à la bonne exploitation de ces deux µ ordinateurs individuels.

Nous avons aussi apprécié, par le biais d'exemples d'applications jusqu'ici réservées au seul domaine professionnel l'ouverture d'une porte sur l'immense champ d'investigation que représente l'informatique individuelle.

En résumé, un bon livre d'initiation qui en appelle un second nécessairement plus approfondi.

Principaux chapitres :
— Prise de contact avec l'ORIC
— Le magnétophone
— Diverses applications
— Instructions sonores et raccordements
— Couleurs et haute résolution
— Imprimante et traitement de texte
— L'ORIC robot : les interfaces



L'ORIC et le code postal

L'utilisation généralisée du code postal est unanimement reconnue comme la meilleure solution face à l'accroissement constant du volume des correspondances à acheminer.

L'usager de la poste est en effet très attaché à la rapidité de distribution de ses envois, laquelle compte pour beaucoup dans l'image de marque du service.

Si des moyens de transport toujours plus performants sont mis à contribution (avions, TGV), le principal goulot d'étranglement se situe au niveau du tri, pierre angulaire de la fonction postale.

C'est au développement du tri automatisé que nous devons la présence de plus en plus fréquente de bâtonnets fluorescents au bas des enveloppes que nous recevons chaque jour, signes cabalistiques qui n'ont guère de secret pour un ordinateur programmé comme il convient !

Les arcanes du tri postal

L'immense diversité des chemins pouvant être suivis par une simple lettre selon les localisations de son expéditeur et de son destinataire, rend nécessaires de multiples opérations « aiguillage » tout au long de son parcours.

Le tri purement manuel avec lecture humaine de l'adresse, est de plus en plus incompatible avec le volume quotidien du courrier à traiter, et avec les performances exigées par les usagers.

En tri automatique, le nom (ou plutôt le code à cinq chiffres) du bureau distributeur est lu une fois pour toutes soit par un opérateur, soit par une machine « intelligente », avant d'être transcrit sous la forme d'une rangée de bâtonnets rose-orangé imprimés dans la bande de 20 mm qu'il est demandé de laisser libre au bas des enveloppes.

Dès lors, les trieuses automatiques que notre lettre rencontrera sur son parcours, liront ces marques « au vol » et positionneront en un clin d'œil les « aiguillages » chargés de diriger l'enveloppe vers le bon sac.

Un gain de temps massif est ainsi obtenu, mais en contre-partie, la moindre erreur dans le libellé des « marques d'indexation » transforme l'enveloppe qui les porte en lettre « ensorcelée », qui reprendra imperturbablement le chemin erroné tant qu'une main secourable ne l'aura pas confiée au tri manuel (toujours utilisé pour les objets volumineux).

C'est pourquoi il arrive que les lettres semblant avoir « trainé en route » portent un superbe trait de stylo-bille en travers des marques fluorescentes et, au dos, le cachet d'un bureau de poste tout à fait incongru.



Le « décodage » des bâtonnets d'indexation doit alors permettre de « remonter » au code postal du bureau en question !

Les petits secrets du code postal

Dans la ligne de bâtonnets fluorescents, chaque chiffre parmi les cinq que compte un code, se trouve représenté par un groupe de six « positions ».

Chaque position peut abriter soit un bâtonnet, soit un espace de largeur équivalente, correspondant aux « uns » et aux « zéros » d'un code binaire assez particulier (probablement auto-correcteur afin de minimiser le risque d'erreurs).

L'origine du marquage se situe en bas et à droite de l'enveloppe tenue dans le sens normal de lecture de l'adresse. On aura donc intérêt à tenir l'enveloppe sens dessus-dessous lors de la lecture.

Une lecture manuelle, se référant à une table de décodage, pourrait être envisagée, mais s'avèrerait fort incommode. Le petit programme de la **figure 1** simplifie au maximum les opérations : il suffit de frapper au clavier les bâtonnets (en mode SHIFT) et les espaces les uns à la suite des autres. Notons que si la rangée de bâtonnets se termine par un ou plusieurs espaces (ce qui ne saute pas aux yeux !), il faut absolument les frapper : en pratique, on

```
10 CLS
20 PRINT "ENTRER LES MARQUES D'INDEXATION"
30 PRINT:PRINT "AU MOYEN DU SIGNE | ET DE L'ESPACE"
40 PRINT:PRINT "EN LISANT DE DROITE A GAUCHE"
50 FOR F=1 TO 30
60 GET A$
70 M$=M$+A$
80 NEXT
90 PRINT:PRINT "VOICI LES MARQUES ENREGISTREES :"
100 PRINT:PRINTM$
200 PRINT:PRINT "SONT ELLES CORRECTES ? O/N"
210 GET A$ : CLS :PRINT
220 IF A$="N" THEN RUN
230 FOR C=1 TO 25 STEP 6
240 C$=MID$(M$,C,6)
250 IF C$="||||  " THEN D$=D$+"0"
260 IF C$="||| | " THEN D$=D$+"1"
270 IF C$="|| || " THEN D$=D$+"2"
280 IF C$="| ||| " THEN D$=D$+"3"
290 IF C$="|||  |" THEN D$=D$+"4"
300 IF C$="|| | |" THEN D$=D$+"5"
310 IF C$="| || |" THEN D$=D$+"6"
320 IF C$="||  ||" THEN D$=D$+"7"
330 IF C$="| | ||" THEN D$=D$+"8"
340 IF C$="|  |||" THEN D$=D$+"9"
350 NEXT
360 PRINT:PRINT "LE CODE POSTAL EST : ";D$
370 REM COPYRIGHT 1984 P.GUEULLE
```

Figure 1

```
5 CLS
10 PRINT:PRINT:PRINT "DONNER UN NUMERODE CODE POSTAL"
20 INPUT Z$
30 PRINT:PRINT:PRINT Z$
40 PRINT:PRINT
50 FOR I=1 TO 5
60 Y$= MID$(Z$,I,1)
70 A=VAL(Y$)
80 IF A=0 THEN B$=B$ + "||||  "
90 IF A=1 THEN B$=B$ + "||| | "
100 IF A=2 THEN B$=B$ + "|| || "
110 IF A=3 THEN B$=B$ + "| ||| "
120 IF A=4 THEN B$=B$ + "|||  |"
130 IF A=5 THEN B$=B$ + "|| | |"
140 IF A=6 THEN B$=B$ + "| || |"
150IF A=7 THEN B$=B$ + "||  ||"
160 IF A=8 THEN B$=B$ + "| | ||"
170 IF A=9 THEN B$=B$ + "|  |||"
180 NEXT
190 PRINT"VOICI LES MARQUES D'INDEXATION:"
200 PRINT:PRINT:PRINT
210 FOR L=LEN(B$) TO 1 STEP -1
220 PRINT MID$(B$,L,1);
230 NEXT
240 PRINT:PRINT:PRINT:PRINT
250 PRINT "UN AUTRE CODE ? O/N"
260 GET X$
270 IF X$="O" THEN RUN
280 GOTO 260
300 REM COPYRIGHT 1983
```

Figure 2

appuiera autant de fois que nécessaire sur la barre d'espace, jusqu'à ce que le message « VOICI LES MARQUES ENREGISTRÉES » apparaisse. Un contrôle visuel est alors proposé : si une erreur apparaît, il suffit de presser la touche N pour reprendre la saisie. Si tout est correct, l'appui sur la touche O déclenche les recherches du code postal « en clair ».

Voici un outil capable de retracer l'odyssée de certaines lettres capricieuses, mais qui pourra également servir à étonner ses amis et connaissances, ou même... le facteur !

Prenons le problème à l'envers

Dans le cadre de l'évolution foudroyante de la technique, on peut rêver à une époque où les marques d'indexation seront directement imprimées sur les enveloppes par l'ordinateur « multiservices » de l'expéditeur.

Le courrier remis à la poste pourrait alors entrer directement en trieuse, ce qui gagnerait encore un temps précieux. C'est un peu ce que propose le programme de « postefiction » de la **figure 2** : l'ORIC affiche sur l'écran TV les marques d'indexation telles qu'elles devraient se présenter au bas de l'enveloppe, placée cette fois **dans le sens de la lecture de l'adresse.**

Une sortie sur imprimante ne poserait pas de problèmes, mais nous devons encore résister à la tentation de « préparer » nous-mêmes notre courrier !

Faute de respecter des normes fort strictes que nous ne connaissons pas, la manœuvre aurait toutes les chances de faire beaucoup plus de mal que de bien...

Il nous a cependant paru intéressant de faire profiter nos lecteurs des quelques recherches que nous avons pu mener sur un certain nombre d'enveloppes de provenances diverses. Les résultats obtenus montrent bien que tout code, même très rébarbatif au premier abord, peut être percé à l'aide de moyens informatiques tout-à-fait modestes !

Les logiciels présentés ici pourraient d'ailleurs fonctionner sur de très nombreux ordinateurs familiaux, et pas seulement sur des machines ORIC.

Patrick GUEULLE

Application du calcul matriciel à l'électronique - (3)

Dans un précédent numéro (RP-EL N° 439), nous avons abordé les premières applications du calcul matriciel à la description et à l'analyse de circuits électroniques simples (quadripôles passifs). Ayant défini les différentes matrices représentatives d'un quadripôle, et donné l'interprétation physique des principaux paramètres, il nous reste à établir les relations de passage d'une matrice à une autre.

Nous examinerons ensuite le problème du groupement des circuits, avant d'arriver aux montages à composants actifs (transistors, amplificateurs opérationnels).

Relations de passage entre matrices

La connaissance de n'importe quel quadripôle, par les quatre éléments de l'une quelconque des six matrices que nous avons définies, permet le calcul des éléments de n'importe quelle autre matrice. Nous nous limiterons à l'énoncé des résultats du calcul, regroupés dans le **tableau 1**.

Certaines remarques s'imposent quant aux notations utilisées. Pour des raisons techniques d'impression, les matrices [A] et [A'] de notre précédent article (paramètres de chaîne et paramètres de chaîne inverses) sont devenues respectivement, dans le tableau, [a] et [b].

On voit aussi apparaître les déterminants associés aux matrices. Rappelons en l'expression sur un exemple, celui de la matrice impédance. Son déterminant est :

$$\Delta^{Z} = Z_{11}\, Z_{22} - Z_{12}\, Z_{21}$$

Groupements de circuits

De nombreux montages électroniques s'étudient aisément lorsqu'on les décompose en sous-ensembles dont chacun constitue un quadripôle élémentaire. Il en est ainsi, par exemple, chaque fois qu'on introduit, sur un amplificateur, une réaction positive ou négative entre la sortie et l'entrée. Nous examinerons divers cas, selon la configuration du groupement.

Circuits en série

Cette structure est illustrée par la **figure 1**. Le courant d'entrée du circuit A égale alors celui du circuit B. La même égalité s'applique aux courants de sortie. On peut alors rem-

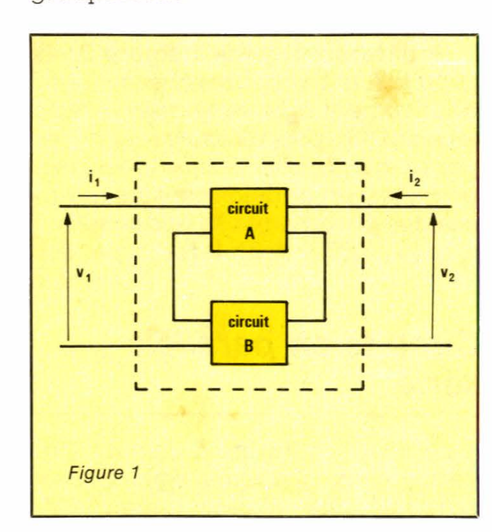


Figure 1

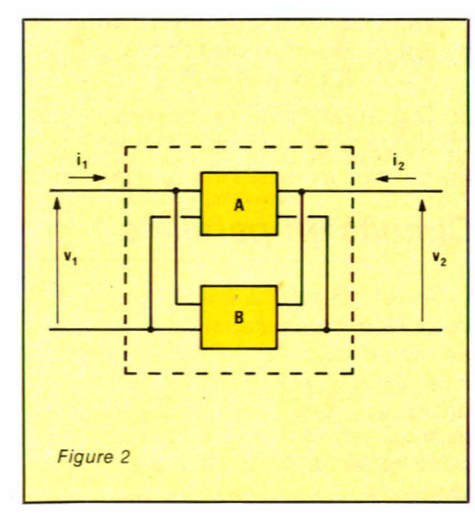


Figure 2

Tableau I - Relations entre les matrices

	En fonction de					
	z	y	h	g	a	b
$[z]$	—	$\begin{matrix} \frac{y_{22}}{\Delta^y} & \frac{-y_{12}}{\Delta^y} \\ \frac{-y_{21}}{\Delta^y} & \frac{y_{11}}{\Delta^y} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta^h}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ \frac{-h_{21}}{h_{22}} & \frac{1}{h_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{g_{11}} & \frac{-g_{12}}{g_{11}} \\ \frac{g_{21}}{g_{11}} & \frac{\Delta^g}{g_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{11}}{a_{21}} & \frac{\Delta^a}{a_{21}} \\ \frac{1}{a_{21}} & \frac{a_{22}}{a_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{22}}{b_{21}} & \frac{1}{b_{21}} \\ \frac{\Delta^b}{b_{21}} & \frac{b_{11}}{b_{21}} \end{matrix}$
$[y]$	$\begin{matrix} \frac{z_{22}}{\Delta^z} & \frac{-z_{12}}{\Delta^z} \\ \frac{-z_{21}}{\Delta^z} & \frac{z_{11}}{\Delta^z} \end{matrix}$	—	$\begin{matrix} \frac{1}{h_{11}} & \frac{-h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{\Delta^h}{h_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta^g}{g_{22}} & \frac{g_{12}}{g_{22}} \\ \frac{-g_{21}}{g_{12}} & \frac{1}{g_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{22}}{a_{12}} & \frac{-\Delta^a}{a_{12}} \\ \frac{-1}{a_{12}} & \frac{a_{11}}{a_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{11}}{b_{12}} & \frac{-1}{b_{12}} \\ \frac{-\Delta^b}{b_{12}} & \frac{b_2^2}{b_{12}} \end{matrix}$
$[h]$	$\begin{matrix} \frac{\Delta^z}{z_{22}} & \frac{z_{12}}{z_{22}} \\ \frac{-z_{21}}{z_{22}} & \frac{1}{z_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{y_{11}} & \frac{-y_{12}}{y_{11}} \\ \frac{y_{21}}{y_{11}} & \frac{\Delta^y}{y_{11}} \end{matrix}$	—	$\begin{matrix} \frac{g_{22}}{\Delta^g} & \frac{-g_{12}}{\Delta^g} \\ \frac{-g_{21}}{\Delta^g} & \frac{g_{11}}{\Delta^g} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{12}}{a_{22}} & \frac{\Delta^a}{a_{22}} \\ \frac{-1}{a_{22}} & \frac{a_{21}}{a_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{12}}{b_{11}} & \frac{1}{b_{11}} \\ \frac{-\Delta^b}{b_{11}} & \frac{b_{21}}{b_{11}} \end{matrix}$
$[g]$	$\begin{matrix} \frac{1}{z_{11}} & \frac{-z_{12}}{z_{11}} \\ \frac{z_{21}}{z_{11}} & \frac{\Delta^z}{z_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta^y}{y_{22}} & \frac{y_{12}}{y_{22}} \\ \frac{-y_{21}}{y_{22}} & \frac{1}{y_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{h_{22}}{\Delta^h} & \frac{-h_{12}}{\Delta^h} \\ \frac{-h_{21}}{\Delta^h} & \frac{h_{11}}{\Delta^h} \end{matrix}$	—	$\begin{matrix} \frac{a_{21}}{a_{11}} & \frac{-\Delta^a}{a_{11}} \\ \frac{1}{a_{11}} & \frac{a_{12}}{a_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{21}}{b_{22}} & \frac{-1}{b_{22}} \\ \frac{\Delta^b}{b_{22}} & \frac{b_{12}}{b_{22}} \end{matrix}$
$[a]$	$\begin{matrix} \frac{z_{11}}{z_{21}} & \frac{\Delta^z}{z_{21}} \\ \frac{1}{z_{21}} & \frac{z_{22}}{z_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-y_{22}}{y_{21}} & \frac{-1}{y_{21}} \\ \frac{-\Delta^y}{y_{21}} & \frac{-y_{11}}{y_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-\Delta^h}{h_{21}} & \frac{-h_{11}}{h_{21}} \\ \frac{-h_{22}}{h_{21}} & \frac{-1}{h_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{g_{21}} & \frac{g_{22}}{g_{21}} \\ \frac{g_{11}}{g_{21}} & \frac{\Delta^g}{g_{21}} \end{matrix}$		$\begin{matrix} \frac{b_{22}}{\Delta^b} & \frac{b_{12}}{\Delta^b} \\ \frac{b_{21}}{\Delta^b} & \frac{b_{11}}{\Delta^b} \end{matrix}$
$[b]$	$\begin{matrix} \frac{z_{22}}{z_{12}} & \frac{\Delta^z}{z_{12}} \\ \frac{1}{z_{12}} & \frac{z_{11}}{z_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-y_{11}}{y_{12}} & \frac{-1}{y_{12}} \\ \frac{-\Delta^y}{y_{12}} & \frac{-y_{22}}{y_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{h_{12}} & \frac{h_{11}}{h_{12}} \\ \frac{h_{22}}{h_{12}} & \frac{\Delta^h}{h_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-\Delta^g}{g_{12}} & \frac{-g_{22}}{g_{12}} \\ \frac{-g_{11}}{g_{12}} & \frac{-1}{g_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{22}}{\Delta^a} & \frac{a_{12}}{\Delta^a} \\ \frac{a_{21}}{\Delta^a} & \frac{a_{11}}{\Delta^a} \end{matrix}$	—

placer l'ensemble des deux quadripôles, par le quadripôle unique dessiné en pointillés.

Physiquement, on constate à l'évidence que toutes les impédances des circuits élémentaires (entrée, sortie, transfert) s'ajoutent dans le circuit global. On aura donc :

$$[Z] = [Z_A] + [Z_B]$$

où $[Z_A]$ et $[Z_B]$ sont les matrices « impédance » des circuits A et B.

Circuits en parallèle

Dans la **figure 2**, les circuits A et B voient les mêmes tensions d'entrée et de sortie, tandis que les courants i_1 et i_2 se répartissent entre les deux quadripôles. Pour le circuit résultant, dessiné en pointillés, on trouvera donc aisément la matrice admittance :

$$[Y] = [Y_A] + [Y_B]$$

Circuits en série parallèle

Dans le montage de la **figure 3**, les circuits A et B sont branchés en série relativement à leurs entrées (même tension). On peut alors les remplacer par un quadripôle unique (dessin en pointillés) en additionnant les matrices des paramètres hybrides :

$$[h] = [h_A] + [h_B]$$

Circuits en parallèle - série

La situation **figure 4** devient l'inverse de la précédente. Il y a mise en parallèle des entrées (même ten-

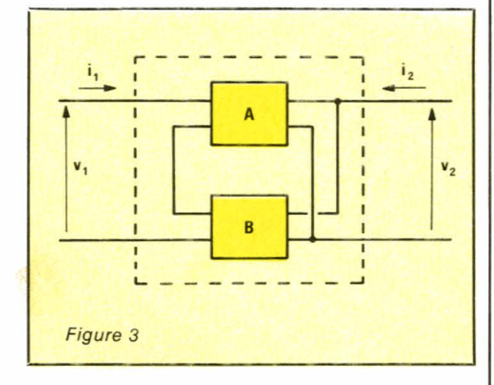


Figure 3

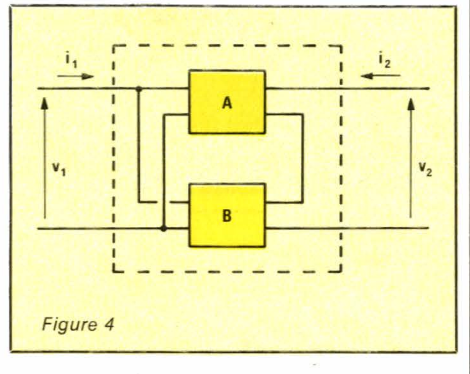


Figure 4

sion), tandis que les sorties sont en série (même courant i_2). En utilisant la matrice des paramètres hybrides inverses, on a :

$$[g] = [g_A] + [g_B]$$

Circuits en cascade

Il s'agit, maintenant, du branchement de la **figure 5**, pour lequel s'imposent les paramètres de chaîne. On veillera, cependant, à tenir compte des conventions de signes. Avec celles de la **figure 6** de notre précédant article (RP.EL n° 439), les courants de sortie du circuit A, et d'entrée du circuit B, ont des sens inverses, ce qui se traduit par le changement de signe des termes B et D de la matrice des paramètres de chaîne (pour le premier quadripôle) :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

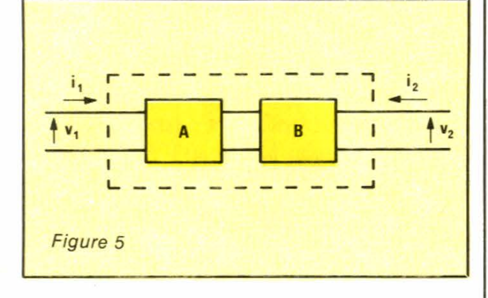


Figure 5

Dans la pratique, les circuits A et B seront, le plus souvent, connus par d'autres paramètres : Z, Y ou h. On commencera donc par effectuer la

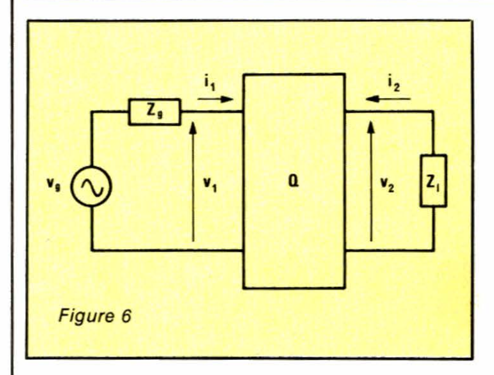


Figure 6

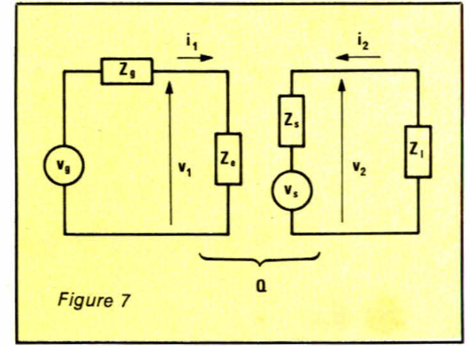


Figure 7

transformation en paramètres de chaîne (tableau 1), après quoi, éventuellement, on reviendra à la notation initiale.

Remarquons aussi qu'en travaillant sur les paramètres de chaîne, on aboutit à une multiplication des matrices, et non à une addition :

$$[\alpha] = [\alpha_A]\cdot[\alpha_B]$$

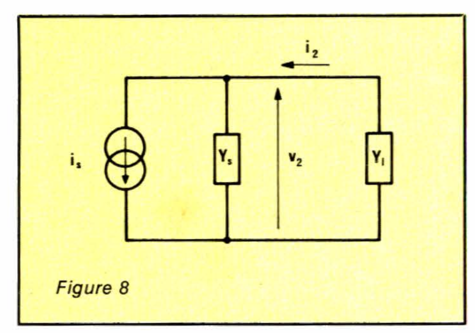


Figure 8

Excitation et charge d'un circuit

Un quadripôle quelconque - un transistor par exemple - s'insère dans un ensemble de traitement des signaux électriques. Il est excité par un générateur (qui peut être la sortie de l'étage précédent), et débite dans une charge. On est alors conduit à s'intéresser aux problèmes d'impédances (ce qui nous conduira à la notion d'adaptation), et au calcul des différents gains : en tension, en courant, en puissance.

I. Impédance d'entrée et de sortie

Dans la **figure 6,** le quadripôle Q est excité par un générateur de force électromotrice v_g, et d'impédance interne Z_g. Sa sortie débite dans une charge d'impédance Z_l. Rappelons que nous nous cantonnons toujours au domaine linéaire (petits signaux).

On peut considérer l'ensemble de la **figure 6** comme équivalent à celui de la **figure 7** dans lequel on a, fictivement, séparé l'entrée de la sortie. Le générateur débite alors dans l'impédance d'entrée Z_e du quadripôle (Z_e tient compte, évidemment, de l'impédance de charge Z_l). A l'autre bout, vis-à-vis de Z_l, l'ensemble du quadripôle et du générateur qui l'excite, se ramène à un générateur équivalent, de force électromotrice v_1, et d'impédance interne Z_s.

Ce modèle d'équivalence n'est pas le seul utilisable. Celui de la **figure 8** , relatif à la sortie, met en évidence les admittances, au lieu des impédances. Il comporte un générateur de courant interne i_s, qui débite à la fois dans l'admittance interne Y_s, et dans l'admittance de charge Y_l.

Le modèle de la **figure 7** permet aisément de calculer les impédances d'entrée Z_e et de sortie Z_s. A titre d'exemple, montrons comment on obtient Z_e. La matrice impédance du quadripôle conduit aux relations :

$$v_1 = Z_{11}\, i_1 + Z_{12}\, i_2 \quad (1)$$
$$v_2 = Z_{21}\, i_1 + Z_{22}\, i_2 \quad (2)$$

Il convient d'y ajouter (simple application de la loi d'Ohm) la relation concernant la charge. Avec les conventions de signe, elle s'écrit :

$$i_2 = -\frac{v_2}{Z_l} \quad (3)$$

Reportons cette valeur de i_2 dans les équations (1) et (2). Celles-ci s'écrivent :

$$v_1 = Z_{11}\, i_1 - \frac{Z_{12}}{Z_l} v_2 \quad (4)$$

$$v_2 = Z_{21}\, i_1 - \frac{Z_{22}}{Z_l} v_2 \quad (5)$$

Technique

Tableau II - Propriétés des réseaux bouclés

Z_i	$\frac{\Delta^z + z_{11}Z_l}{z_{22} + Z_l}$	$\frac{1 + y_{22}Z_l}{y_{11} + \Delta^y Z_l}$	$\frac{h_{11} + \Delta^h Z_l}{1 + h_{22}Z_l}$	$\frac{g_{22} + Z_l}{\Delta^g + g_{11}Z_l}$	$\frac{a_{12} + a_{11}Z_l}{a_{22} + a_{21}Z_l}$	$\frac{b_{12} + b_{22}Z_l}{b_{11} + b_{21}Z_l}$
Z_o	$\frac{\Delta^z + z_{22}Z_g}{z_{11} + Z_g}$	$\frac{1 + y_{11}Z_g}{y_{22} + \Delta^y Z_g}$	$\frac{h_{11} + Z_g}{\Delta^h + h_{22}Z_g}$	$\frac{g_{22} + \Delta^g Z_g}{1 + g_{11}Z_g}$	$\frac{a_{12} + a_{22}Z_g}{a_{11} + a_{21}Z_g}$	$\frac{b_{12} + b_{11}Z_g}{b_{22} + b_{21}Z_g}$
$\frac{V_2}{V_1}$	$\frac{z_{21}Z_l}{\Delta^z + z_{11}Z_l}$	$\frac{-y_{21}Z_l}{1 + y_{22}Z_l}$	$\frac{-h_{21}Z_l}{h_{11} + \Delta^h Z_l}$	$\frac{g_{21}Z_l}{g_{22} + Z_l}$	$\frac{Z_l}{a_{12} + a_{11}Z_l}$	$\frac{\Delta^b Z_l}{b_{12} + b_{22}Z_l}$
$\frac{I_2}{I_1}$	$\frac{-z_{21}}{z_{22} + Z_l}$	$\frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta^y Z_l}$	$\frac{h_{21}}{1 + h_{22}Z_l}$	$\frac{-g_{21}}{\Delta^g + g_{11}Z_l}$	$\frac{-1}{a_{22} + a_{21}Z_l}$	$\frac{-\Delta^b}{b_{11} + b_{12}Z_l}$

De la relation 5, on peut déduire l'expression de v_2 en fonction de i_1 :

$$v_2 = \left(\frac{Z_{21}\,Z_l}{Z_{22} + Z_l} \right) i_1 \quad (6)$$

Si, maintenant, on reporte cette valeur de v_2 dans (4), seules restent les variables v_1 et i_1 :

$$v_1 = \left[Z_{11} - \frac{Z_{12}\,Z_{21}}{Z_{22} + Z_l} \right] i_1 \quad (7)$$

Après développement et simplifications, on trouve finalement :

$$Z_e = \frac{v_1}{i_1} = \frac{\Delta^z + Z_{11}\,Z_l}{Z_{22} + Z_l}$$

Un calcul analogue, que nous laissons à nos lecteurs le soin d'effectuer, permet d'exprimer Z_s. On trouvera les résultats rassemblés dans le tableau II.

Gains en tension et en courant

Le gain en tension est, par définition, le rapport $A_v = v_2/v_1$. De la même façon, on appelle gain en courant le rapport $A_i = i_2/i_1$. Nous ne détaillerons pas ces calculs, dont les résultats apparaissent aussi dans le tableau II.

Gain en puissance

Dans le circuit de la **figure 7**, la puissance de sortie P_s a pour expression :

$$P_s = R_l\,(I_2)^2$$

où R_l est la composante réelle de l'impédance de charge Z_l. De même, la puissance reçue par l'entrée du quadripôle est :

$$P_e = R_e\,(I_1)^2$$

où R_e est la composante réelle de Z_e.

Dans le cas où l'impédance de charge est purement résistive, et où le quadripôle lui-même n'introduit pas de composante réactive sur l'entrée (transistor en basse fréquence par exemple), le calcul se simplifie. Avec les paramètres hybrides, par exemple, on trouve :

$$A_p = \frac{(h_{21})^2\,R_l}{(1 + h_{22}\,R_l)\,(h_{11} + \Delta^h\,R_l)}$$

Dans notre prochain article, nous examinerons le problème important de l'adaptation des impédances (ou de leur désadaptation...).

R. RATEAU

Infos

SYLECRAN : agrandisseur d'écran

C'est avec un certain scepticisme, il faut le reconnaître, que nous avons procédé à l'essai de cet agrandisseur d'écran, mais les résultats nous ont surpris.

Le **sylecran** se présente sous la forme... eh bien ! d'un écran de téléviseur. Il s'agit d'une lentille légèrement divergente en plastique transparent, nos craintes se plaçaient au niveau de la transmittance du matériau et, surprise, nous n'avons eu à retoucher ni la luminosité, ni le contraste, nous n'avons pas constaté de dégradation au niveau des couleurs, on peut par contre, noter un léger moirage somme toute peu gênant. Sans prétendre à la qualité d'une vision directe, on s'en approche de près et l'image est... agrandie.

Sylecran existe en trois tailles : 56 cm, 63 cm et 76 cm, qui conviennent respectivement aux écrans ≤ à 36 cm, ≤ 51 cm, ≤ 56 cm. Deux équerres permettent de le poser devant le récepteur et d'effectuer le réglage en hauteur, largeur et parallèlisme. Cet agrandisseur d'écran sera apprécié des utilisateurs de moniteurs (applications µinformatique par exemple) il diminue de plus les effets de rayonnements secondaires des tubes cathodiques. Sa vocation première restant l'agrandissement de l'image de téléviseurs équipés d'un tube de petite ou moyenne dimension, il apportera au télespectateur un confort supplémentaire.



Distribué par : Sté 3 Z, 3, rue de l'aviation, 93700 Drancy. Tél. : 831.93.43.



Un distorsiomètre de construction facile



La mesure de la bande passante d'un amplificateur basse-fréquence ne suffit pas à le caractériser. Il est nécessaire de lui adjoindre, entre autres, des mesures de distorsion harmonique, en particulier lors des réglages de polarisation et /ou de symétrie. De plus, il faut s'assurer que le générateur utilisé fournit des signaux sinusoïdaux de bonne qualité, surtout s'il s'agit de tensions d'essais produites à partir de signaux triangulaires ou autres, issus de générateurs de fonctions.

Le distorsiomètre proposé utilise le circuit dit « Pont de Wien ». Ce circuit, dont l'utilisation est mieux connue comme générateur sinusoïdal, peut, sous certaines conditions, convenir comme éliminateur de fréquences. La particularité de ce ciruit est d'utiliser un potentiomètre double, donc simplicité, pour agir sur la fréquence de réglage. Ainsi, l'appareil proposé permet une excursion de fréquences de 10 Hz à 10 kHz en trois positions. Une quatrième position permet un préréglage du zéro du pont.

Un circuit intéressant

Le circuit **figure 1** possède des propriétés remarquables dans certaines conditions que nous allons rappeler.

En régime sinusoïdal, le calcul des circuits fait appel à une notation simplificatrice qui se caractérise par les définitions suivantes, relatives au calcul « complexe ».

En posant $j^2 = -1$ soit $j = \sqrt{-1}$,

— la réactancce de capacité s'exprime par :

$$1/jC\omega$$

C : en Farad ; ω : pulsation en rd/s.

— la résistance s'exprime par R en Ω.

La branche AB a pour impédance :

$$Z_{AB} = R + \frac{1}{jC\omega} = \frac{jRC\omega + 1}{jC\omega} \quad (1)$$

Pour la branche BM, on a :

$$\frac{1}{Z_{BM}} = \frac{1}{R} + jC\omega$$

$$Z_{BM} = \frac{R}{1 + jRC\,\omega} \quad (2)$$

La condition d'utilisation du pont est telle que :

$$RC\,\omega = 1 \text{ soit } \omega = \frac{1}{RC} \quad (3)$$

et en éliminant C dans(1) et (2), il vient :

$$Z_{AB} = R\,(1-j) \quad Z_{BM} = \frac{R}{2}\,(1-j)$$

L'impédance totale est la somme $Z_{AB} + Z_{BM}$:

$$Z_T = R\,(1-j) + \frac{R}{2}(1-j) = \frac{3}{2}\,R\,(1-j)$$

Le courant total dans la branche est :

$$I_e = \frac{U_e}{3/2 \cdot R(1-j)}$$

La tension de sortie U_s est :

$$U_s = Z_{BM} \cdot I_e = U_e \cdot \frac{R/2 \cdot (1-j)}{3/2 \cdot (1-j)} \quad (4)$$

$$\text{soit } \frac{U_s}{U_e} = \frac{1}{3}$$

L'opérateur j s'élimine en simplifiant la relation (4), ce qui, physiquement, exprime que tensions d'entrée et de sortie du circuit sont en phase. Cette propriété est satisfaite lorsque ω vérifie la relation (3). Par ailleurs, la tension de sortie du pont est égale au tiers de la tension d'entrée.

Nous pouvons exploiter ces conditions de deux façons différentes :

a) Soit multiplier le signal U_s par trois et l'introduire avec U_e dans un montage différentiel.

b) Soit prendre le tiers du signal U_e pour l'égaler à U_s et l'appliquer au même montage différentiel.

Notre choix s'est porté sur a) avec une petite variante.

Schéma de principe

le schéma de principe de la **figure 2** utilise les entrées différentielles d'un amplificateur opérationnel, de telle sorte que la sortie du pont (U_s) soit sur l'entrée non inverseuse.

Le gain, vu de cette entrée, est :

$$G_{(+)} = \frac{R' + 2R'}{R'} = 3$$

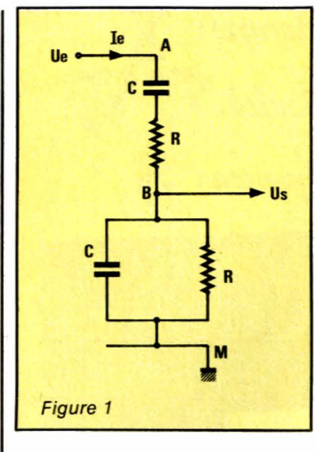


Figure 1

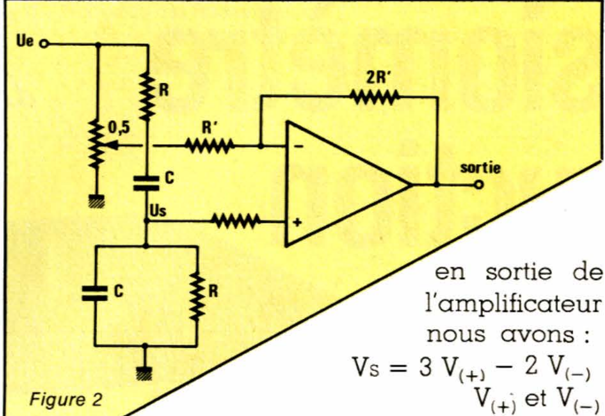


Figure 2

Le gain, vu de l'entrée inverseuse, est :

$$G_{(-)} = \frac{-2R'}{R'} = -2$$

Ce gain est ramené à l'unité par un diviseur d'entrée de 0,5.

Nous ferons R' = 100 kΩ et 2R' = 2 × 100 kΩ en série.

Les résistances R **figure 2** de chaque branche sont remplacées par un potentiomètre double et deux résistances talons.

Cette configuration correspond à un réjecteur de fréquence. Si l'on écrit la fonction de transfert du passe-bande du 2e ordre constitué par le pont de Wien de la manière suivante :

$$T_1(f) = \frac{1}{3}\left(\frac{1/3\, j\left(\frac{f}{f_0}\right)}{1 + 1/3\left(j\frac{f}{f_0}\right) - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}\right)$$

avec $R = R_6 + P_{21} = R_7 + P_{22}$ et $C = C_1 = C'_1$, $C_2 = C'_2$ et :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

en sortie de l'amplificateur nous avons :

$$V_S = 3\,V_{(+)} - 2\,V_{(-)}$$

$V_{(+)}$ et $V_{(-)}$ désignant les tensions sur les entrées non-inverseuse et inverseuse respectivement :

avec $V_{(+)} = V_e \times T_1(f)$ et $V_{(-)} = (V_e/2)$ soit $V_S = V_e\,(3\,T_1(f) - 1)$.

Ce qui, tous calculs effectués, nous donne la fonction de transfert du réjecteur :

$$T_2(f) = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{\left(j\frac{f}{f_0}\right)^2 + 1}{1 + 1/3\left(j\frac{f}{f_0}\right) + \left(j\frac{f}{f_0}\right)^2}$$

Le coefficient de surtension Q = 3 et la bande à − 3dB $\Delta f = (f_0/Q)$ avec $f_0{}^2 = \sqrt{f_1 f_2}$ où f_1 et f_2 représentent les fréquences de coupure à − 3dB.

On trouve alors $f_1 = 0{,}847\, f_0$ et $F_2 = 1{,}18\, f_0$. Ces résultats sont consignés sur la courbe représentative du réjecteur de la **figure 3**.

Ces résultats théoriques ne sont valables, rappelons-le, que pour un taux de réjection de mode commun et un gain en boucle ouverte infini de l'ampli op, ainsi que pour un parfait appariement des composants passifs, conditions jamais réalisées dans la pratique.

On notera enfin que dans le cas de l'utilisation d'un LF 357 au lieu d'un 356 ou TL 081, une compensation supplémentaire en entrée (C_{11}) s'impose.

Réalisation pratique

L'appareil comporte trois gammes de fréquence.

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques principales de fonctionnement.

Dans le schéma pratique apparaît un potentiomètre de 2,2 kΩ qui permet d'ajuster la réjection à sa valeur maximale. En effet, il peut exister un écart entre la valeur réglée sur la position IV et l'une ou l'autre des autres positions. Cet écart dépend de la précision des composants et du RRMC. Le schéma complet est donné en **figure 4.**

L'amplificateur opérationnel est un LF 356 ou LF 357 qui nous a paru le mieux adapté. La bande passante est limitée par l'ensemble 200 kΩ et 6,8 pf qui provoque une chute au-delà de 100 kHz.

Le distorsiomètre est alimenté à partir d'une source de tension :

− 15 V, 0 V, + 15 V

— La stabilisation est confiée à deux régulateurs intégrés type 7815-7915 et le transformateur utilisé est de type toroïdal afin de minimiser le rayonnement à 50 Hz ; il s'agit d'un METALIMPY 2 × 15 V. 15 VA, cette alimentation prendra place sur un circuit imprimé à part de la platine distorsiomètre proprement dite, les tracés de ces deux circuits sont donnés à la **figure 5** et les implantations en **figure 6.**

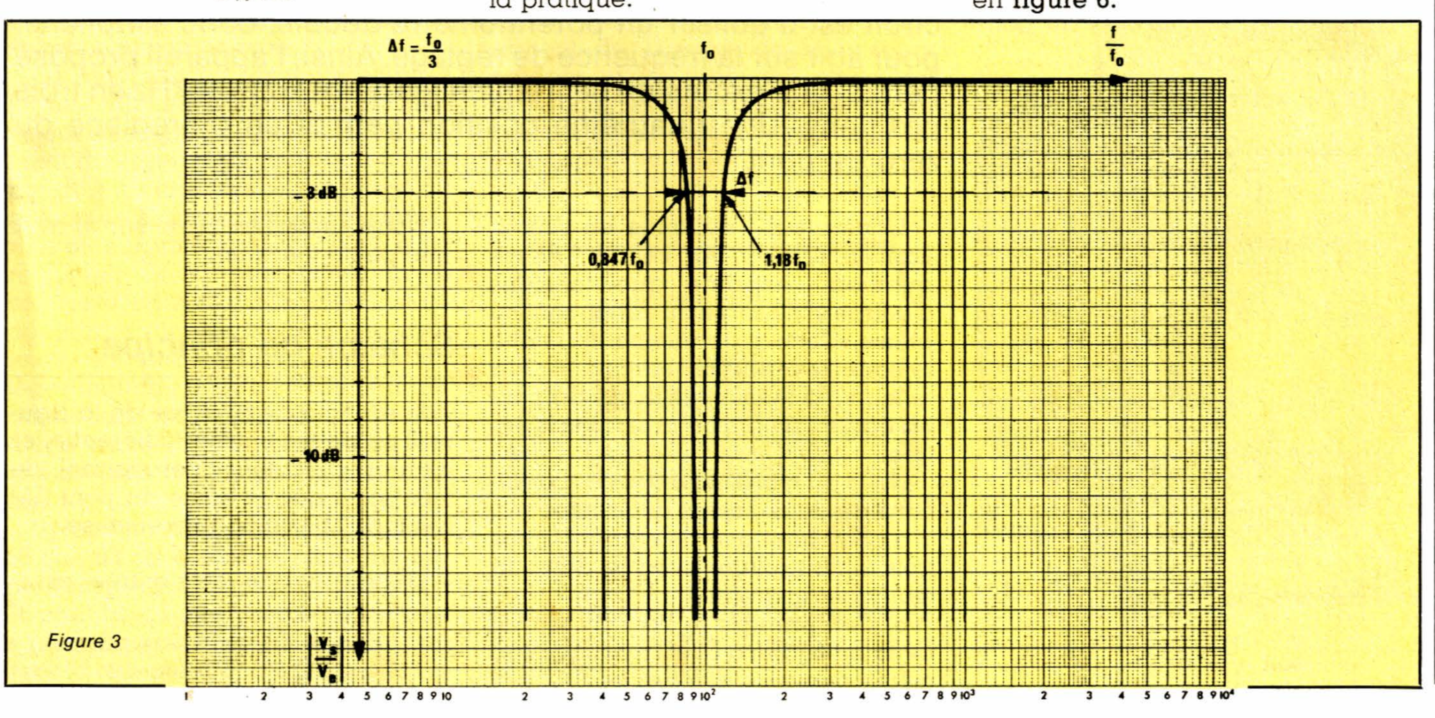


Figure 3

La platine distorsiomètre sera fixée contre la face avant du coffret ESM référence EB 11/08 FA qui abrite notre réalisation et l'alimentation sur le fond du coffret, près du transformateur.

Résultats

le cliché 1 présente les distorsions par harmonique III du signal sinusoïdal du haut. Les calibrages sont :

En haut : 1 V/carreau.

En bas : 50 mV/carreau.

La distorsion mesurée est de 6,5 % environ.

Le cliché 2 présente le même signal, mais le réglage du potentiomètre de réjection a besoin d'une retouche : résidu de fondamentale.

Le cliché 3 présente le contenu d'un signal triangulaire. En utilisant plusieurs montages en cascade, il est possible d'effectuer la décomposition en série de Fourier de tous signaux électriques.

Notons encore que le signal du cliché 1 sera parfait après élimination de l'harmonique III. Il suffira pour cela d'utiliser le distorsiomètre en filtre avec réglage sur H III et non plus sur la fréquence fondamentale.

Position	Gamme	R(Pot)	C	Fréquences
I	10 Hz 100 Hz	51,7 kΩ 4,7 kΩ	330 nF	9,3 Hz 102,6 Hz
II	100 Hz 1 000 Hz	Idem	33 nF	93 Hz 1 026 Hz
III	1 000 Hz 10 000 Hz	Idem	3,3 nF	933 Hz 10 260 Hz
IV	Calibrage en tension continue	4,7 kΩ Pot. mini	2 × 4,7 kΩ	Sortie nulle

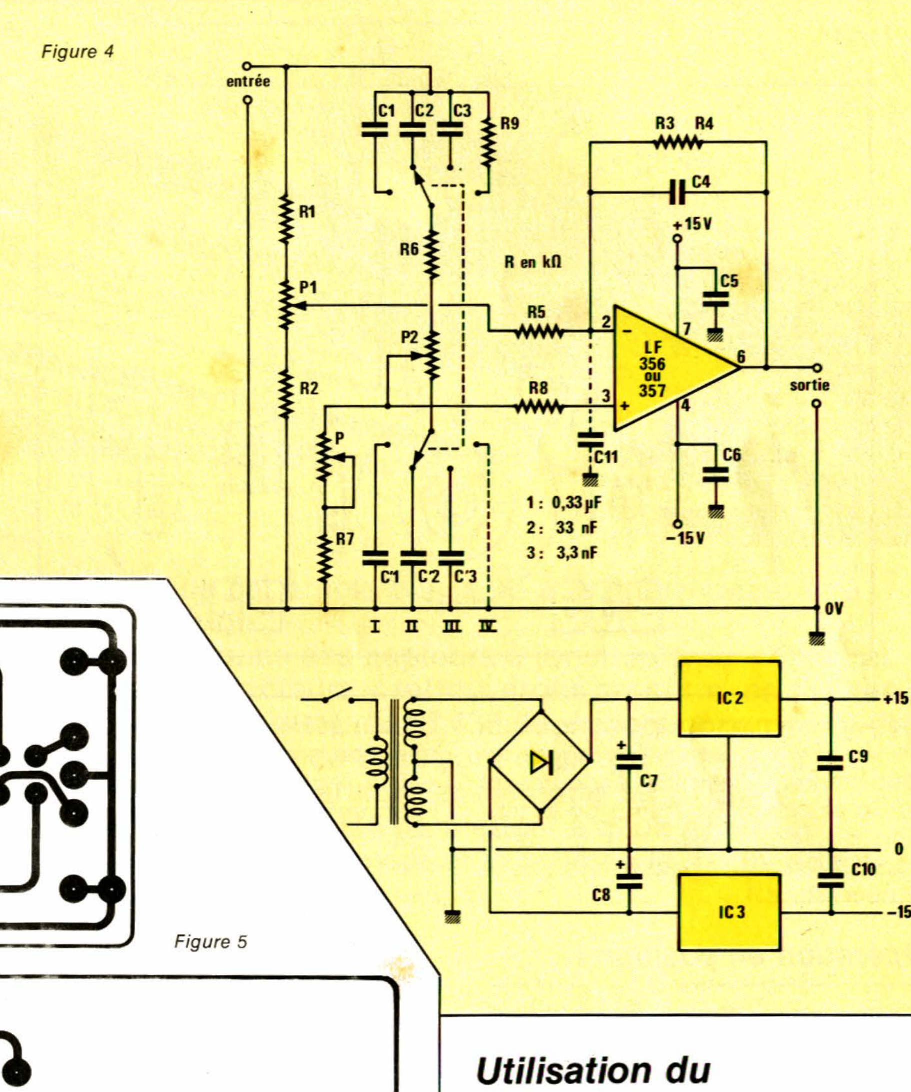
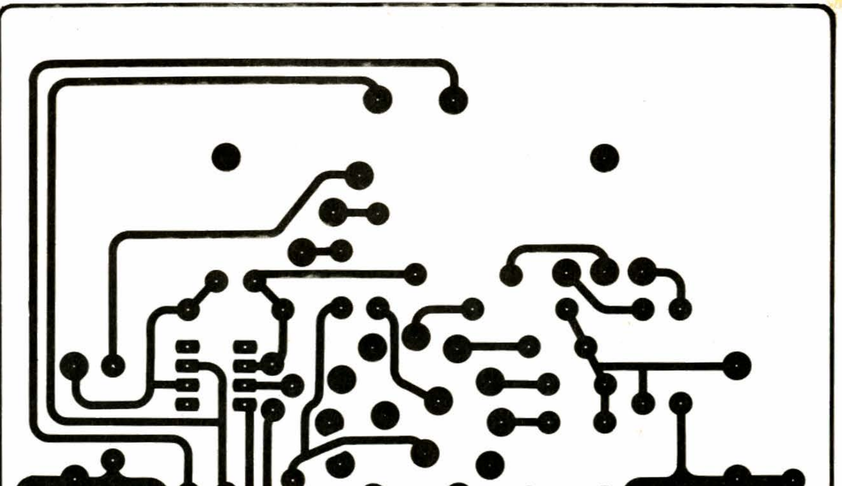


Figure 4


Figure 5

Utilisation du distorsiomètre

Les commandes mises à disposition sont :

— 1 commutateur à 4 positions : I, II, III, IV.

— 1 potentiomètre double de fréquence gradué de 0 à 10.

— 1 potentiomètre de réglage de la réjection.

Opération en position IV

un oscilloscope ou un millivoltmètre basse fréquence est placé en sortie du distorsiomètre. Le potentio-

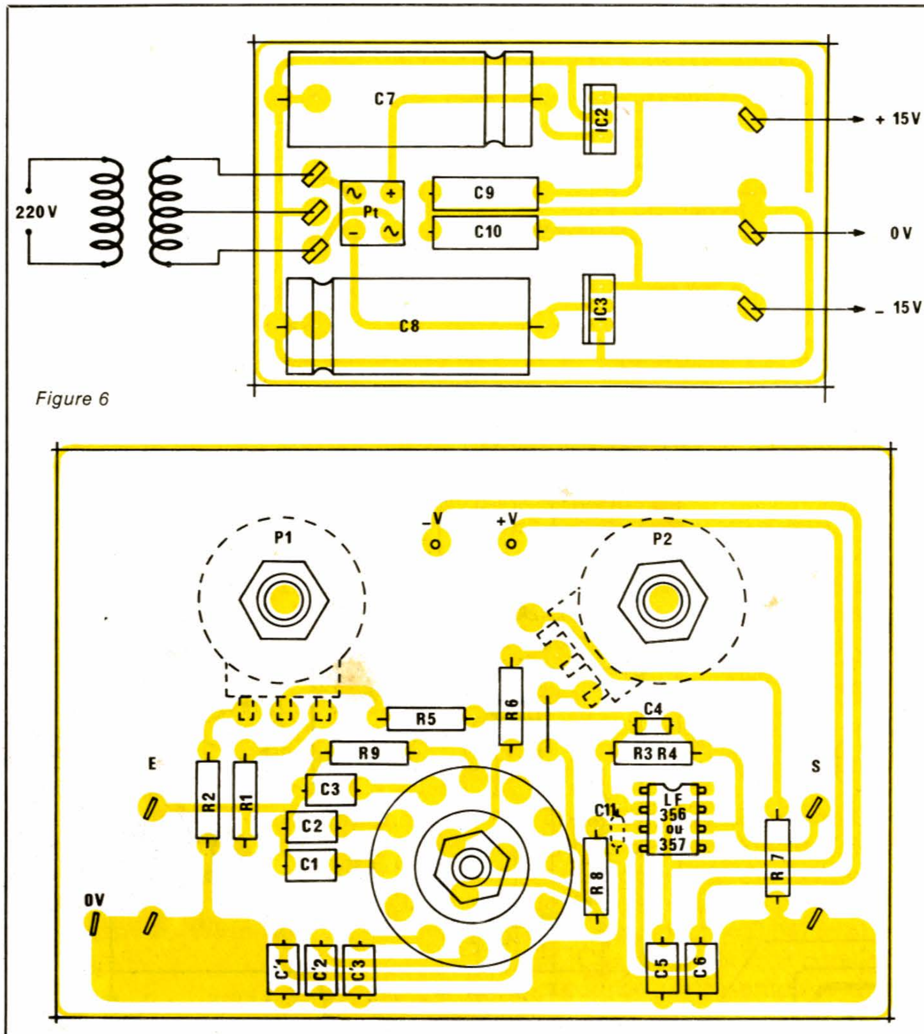


Figure 6

mètre de fréquence est au maximum de sa position, donc résistances talons seules en service. En agissant sur la réjection, la valeur de la tension de sortie passe par un minimum. Ce réglage peut être retouché si nécessaire.

Opération en position I

Elle permet de vérifier, par exemple, les distorsions du réseau de distribution électrique (50 Hz). Pour cela, ramener la tension réseau à 7 volts efficaces avec un transformateur non saturé. L'entrée étant raccordée, faire un minimum avec le bouton de fréquences, vérifier que la réjection est maximale en agissant sur le réglage idoine. La sortie de l'appareil doit présenter un minimum minimorum. La sensibilité élevée du dispositif nécessite une retouche alternée des deux boutons.

Conclusion

Si le circuit proposé ne permet pas d'effectuer des mesures de distorsion très précises, il aidera malgré tout l'amateur dans la mise au point de ces circuits, notamment pour parfaire les réglages. On pourra par ailleurs l'utiliser pour éliminer une fréquence indésirable. Nous aurons l'occasion de revenir très prochainement sur les différents types de distorsion à la fois sur le plan théorique et sur le plan pratique.

R. SCHERER

Nomenclature

Résistances

R_1, R_2 6,8 kΩ 5%
R_3, R_4, R_5 100 kΩ 2%
R_6 R_7 4,7 kΩ 2%
R_8 68 kΩ 5%

Potentiomètres

P_1: 2,2 kΩ simple
P_2 47 kΩ double

Condensateurs

C_1, C'_2 0,33 µF 5%
C_2, C'_2 33 nF 5%
C_3, C'_3 3,3 nF 5%
C_4 6,8 pF 10%
C_5, C_6 0,1 µF 10%
C_{11}: 6,8 pF 10 % (facultatif)

Ampli opérationnel

IC_1: LF 357 , LF 356

Commutateur

2 circuits 4 positions

Alimentation

Condensateurs

C_7, C_8 1000 µF 25 V
C_9, C_{10} 0,1 µF MKH 100 V

Circuits intégrés

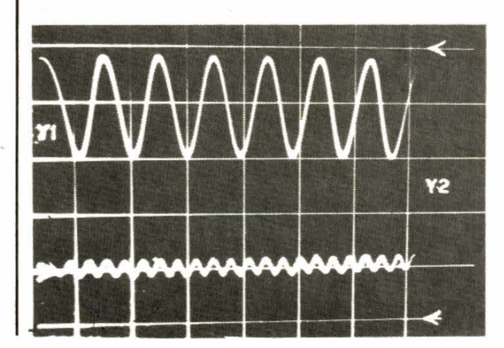
IC_2 7815
IC_3 7915

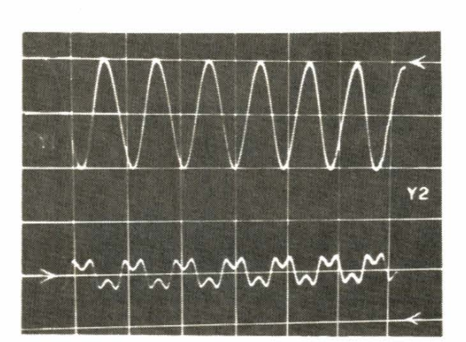
Diodes

1 pont redresseur
1 LED

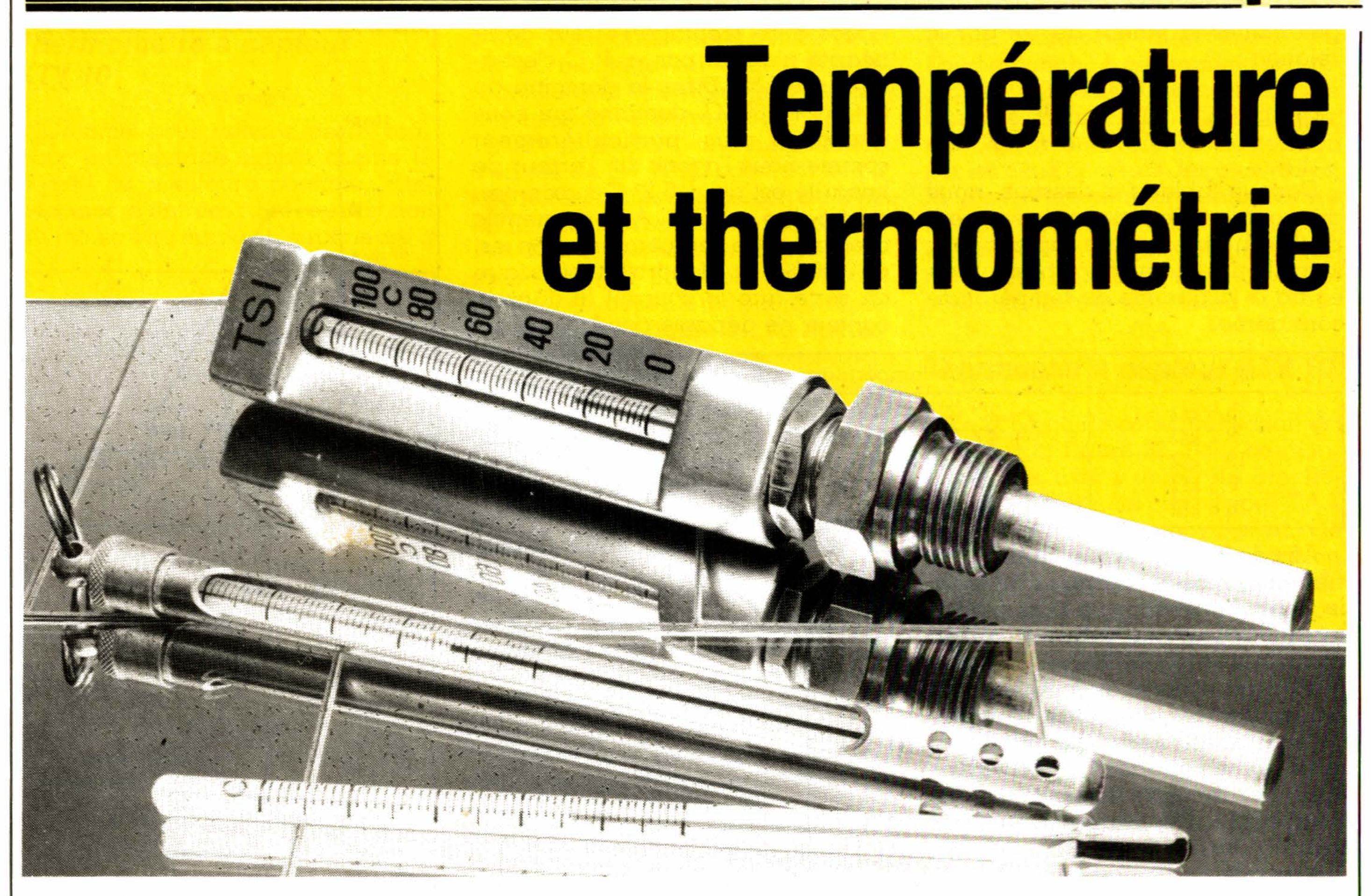
Divers

1 coffret ESM Réf EB 11/08 FA
1 inter M/A
1 transfo torique
METALIMPHY 1×15 V 15 V A
Bornes d'entrée/sortie





Température et thermométrie



Nous voici parvenus à la dernière partie de cet article consacré à la présentation et à l'utilisation des divers capteurs de température.

Nous allons voir ce mois-ci, les caractéristiques des capteurs à jonction type KTY 10 et aborder les capteurs en circuits intégrés. Nos lecteurs y retrouverons en outre les sondes LM 134 et LM 135 décrites dans les fiches techniques du N° 438, leur fonctionnement y est expliqué plus en détail, les schémas d'exploitation de base sont ceux qui ont servis à l'élaboration de notre module électronique de température et mémoire MELTEM 99.

Si les indications fournies tout au long de ces articles permettent à ceux ayant un problème de thermométrie à résoudre de choisir le capteur et le schéma le mieux adapté, notre but aura été atteint.

Capteurs de température type KTY 10

Ils ne diffèrent des précédents que sur quelques points particuliers. Le capteur se compose d'un cristal de silicium dopé N fabriqué en technologie planar. Deux contacts en or sur le chip permettent de réduire la dépendance du sens du courant. Comme le TSP 102 la linéarité n'est pas parfaite et il faudra donc faire appel à un circuit extérieur de linéarisation. Ce composant est présenté en boîtier TO 92 à deux broches et est sensible sur une plage de température de – 50° C à + 150 ° C. La résistance mesurée entre les contacts permet une mesure précise de température. Nous donnons ci-dessous le tableau de la valeur de la résistance nominale suivant le suffixe de ce capteur et correspondant à la précision pour laquelle cette résistance est garantie.

KTY 10, KTY 11, KTY 12 de SIEMENS	
Suffixe	Résistance nominale à 25° C
3	1910 Ω ± 1 %
4	1940 Ω ± 1 %
5	1970 Ω ± 1 %
6	2000 Ω ± 1 %
7	2030 Ω ± 1 %
8	2060 Ω ± 1 %
9	2090 Ω ± 1 %
A	2000 Ω ± 1 %
B	2000 Ω ± 2 %
C	2000 Ω ± 5 %
D	2000 Ω ± 10 %

Le coefficient de température pour un courant i = 1mA et une température de 25° C est de 0,75 %/° C. A la **figure 28 a** nous donnons la courbe de variation du courant de travail admissible dans l'air en fonction de la température. Ce graphe I = f (θ) nous permet de voir que le courant peut atteindre la valeur de 10 mA et ceci à la température ambiante de 25° C. Sur la **figure 28 b** est représentée la courbe R = f (θ) pour un courant de travail i = 1 mA. Cette courbe intéressante nous permet d'utiliser au mieux la portion nécessaire et suffisante suivant la gamme de température envisagée. Les **figures 28 c et 28 d** nous indiquent respectivement le montage diviseur de tension réalisé avec un capteur KTY 10 et le signal de sortie Uθ chargé par une résistance infinie. Il y a un point d'inflexion à θω et il est possible de

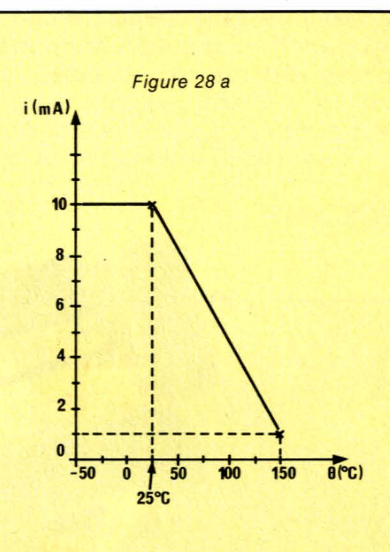
déterminer la valeur de Uθ par la relation :

$$U\theta = Us \cdot \frac{R\theta}{Ropt + R\theta}$$

Dans le tableau ci-dessous, nous donnons la valeur de la résistance à mettre en série avec le capteur pour la meilleure linéarisation possible eu égard à la gamme de température considérée.

Grâce à ce montage l'erreur de linéarité n'exède pas ± 1° C c'est-à-dire ± 0,5 %. Dans le domaine de 0° C à + 100° C, domaine qui nous intéresse plus particulièrement comme nous l'avons dit, l'erreur de linéarité est de ± 0,2° C maximum, c'est-à-dire ± 0,2 %. A ce moment le coefficient de température Uθp est de 0,66 %/° C. Il faudra toutefois faire en sorte que le courant Iθ dans le capteur ne dépasse pas 1,5 mA.

Résistance série	gamme de température	linéarité
5,6 kΩ	– 20° C à + 40° C	+ 0,08 à – 0,04° C
8,2 kΩ	+ 40° C à + 100° C	+ 0,03 à – 0,02° C
10 kΩ	+ 60° C à + 140° C	+ 0,07 à – 0,04° C
6,8 kΩ	– 20° C à + 130° C	+ 0,6 à – 0,6 ° C
6,8 kΩ	– 50° C à + 150° C	+ 1 ° C à – 1° C



Afin d'obtenir une meilleure linéarité que précédemment, on placera le point d'inflexion à une température θω choisie exactement au milieu du domaine de définition. Ensuite, par l'intermédiaire de la **figure 28 f** on déterminera sur le graphe représenté la valeur de la résistance optimale correspondant à cette valeur θω. Il faut en outre s'assurer que Uθ = mesure soit appliquée à une impédance ≥ 2 MΩ cas d'un amplificateur opérationnel type BIFET par exemple. Si la mesure Uθ était appliquée à une impédance Ze < 2 MΩ, **figure 28 e**, la valeur de Ropt relevée sur le graphe de la **figure 28 f** sera introduite dans la formule :

$$Ropt = \frac{Ropt}{1 - \frac{Ropt}{Ze}}$$

On obtiendra de cette façon la valeur de Ropt à placer en série avec le capteur KTY 10. La caractéristique de Uθ par rapport à la température montre dans ce cas une résistance différente, puisque la pente est plus faible mais le point d'inflexion est encore situé à θω. A la **figure 29** nous trouvons le schéma de branchement de ce capteur qui est un composant non polarisé. Enfin, pour en terminer avec les différentes interconnexions du KTY 10 nous trouvons à la **figure 30** le fonctionnement du capteur alimenté par une source de courant constant avec une résistance en parallèle Rp. Le constructeur nous indique qu'en plaçant une résistance Rp = 6,8 kΩ en parallèle avec le KTY 10, on obtient une caractéristique Uθp dont la linéarité entre – 50° C et + 150° C, c'est-à-dire sur toute l'étendue de la gamme de température, est excellente.

Figure 28 b

Figure 28 d

Figure 28 f

Figure 28 c

Figure 28 e

Thermomètre à capteur KTY 10

Comme nous venons de le voir, pour un montage simple et une linéarité la meilleure possible, l'impédance d'entrée du récepteur doit au moins être égale ou supérieure à 2 MΩ. Nous allons donc utiliser pour un tel montage un circuit intégré amplificateur opérationnel à grande impédance d'entrée. Le circuit TL 080 possédant une impédance d'entrée de $1,5 \cdot 10^{12} \Omega$ convient tout à fait. Il s'agit d'un composant du type BIFET qui nécessite entre les bornes 1 et 8 un condensateur de compensation de 47 pF ou 56 pF. Le schéma complet du capteur thermométrique est donné à la **figure 31**, ce dernier est alimenté à partir d'une résistance de 4,7 kΩ, le point médian attaquant l'entrée non inverseuse de l'ampli opérationnel. Celui-ci est monté en suiveur de tension à contre-réaction totale. Un tel montage possède une impédance d'entrée très élevée et une impédance de sortie très faible, de telle sorte que si le gain en tension est pratiquement égal à l'unité, le gain en puissance est loin d'être négligeable puisqu'il est pratiquement égal au rapport des résistances d'entrée et de sortie. On obtient en sortie une tension variant d'environ 12 à 13 mV par degré et par l'intermédiaire du pont diviseur, on obtient sur le curseur de l'ajustable 2,2 kΩ 10 tours, une variation de tension d'1mV/° C. Comme à 0° C la tension de sortie ne peut être nulle, il suffit de réaliser un autre pont diviseur variable, connecté directement sur l'alimentation. A ce moment, par réglage du 2,2 kΩ/10 tours, il est clair que si le capteur KTY 10 est à 0° C et que l'on a équivalence de tension sur les deux curseurs des ajustables, la tension lue entre ces deux bornes ne peut être que 0 V. De cette façon, en branchant un petit voltmètre digital entre ces deux sorties, on obtient une lecture directe en ° C.

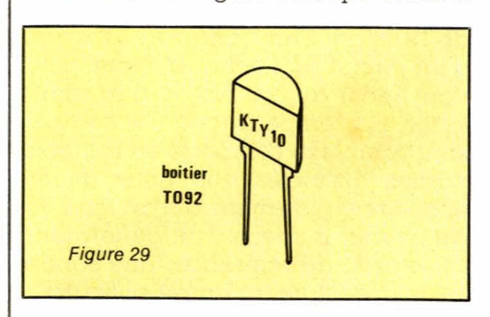


Figure 29

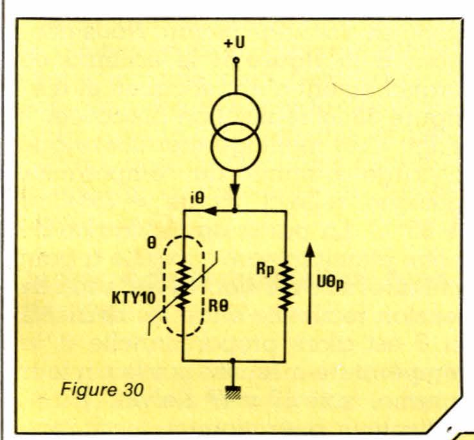


Figure 30

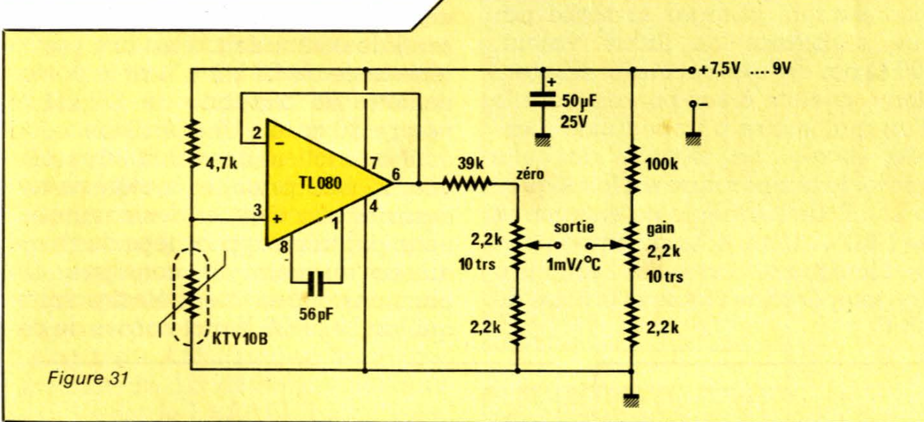


Figure 31

Thermostat à capteur KTY 10

Le schéma de cette réalisation est donné à la **figure 32.** Pour ce montage nous avons utilisé un amplificateur différentiel de Type TAA 761 A à sortie collecteur ouvert. Ce circuit reçoit d'une part la variation de tension du capteur en fonction de la température et d'autre part une tension de référence représentant la valeur de consigne, il va donc y avoir comparaison puis amplification de la différence de tension sur les deux entrées inverseuses et non inverseuses. Bien que la linéarité soit moins bonne que dans les cas d'emploi d'un circuit BI-FET, l'utilisation du TAA 761 A nous permet de nous passer du circuit de sortie, puisqu'il peut alimenter directement la bobine d'un relais jusqu'à un courant maximal de 70 mA. Les composants du montage ont été calculés pour une gamme de température de 0° C à 100 ° C et nous pensons que ce petit montage thermostatique simple à alimentation unique rendra bien des services lors de régulation de température.

Sonde de température à KTY 10

Une dernière application du capteur à jonction de type KTY 10 va nous permettre d'élaborer non plus une tension variant avec la température, mais une variation de courant. Ainsi sur le schéma de la **figure 33** est représenté un circuit simple où la sortie varie d'environ 330 µA/° C.

Le courant est donc proportionnel à la température mesurée par le capteur, et il peut atteindre 20 mA maximum. La gamme de température ainsi mesurée est de 40° C à environ 100° C. Là encore nous retrouvons un pont de wheastne semblable en tous points à ceux que nous avons déjà décrits. Les branches de ce pont sont constituées de résistances de précision 1 % à couche métallique et évidemment du capteur de

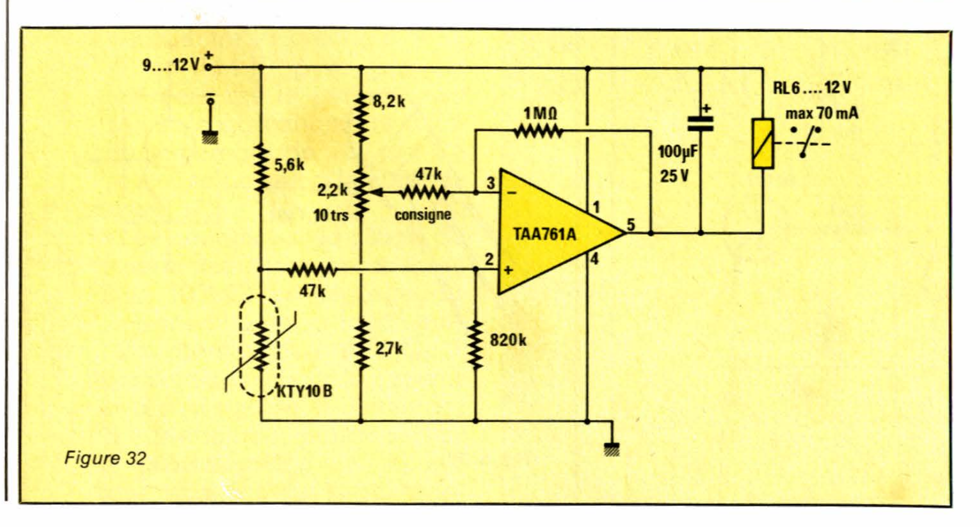


Figure 32

Circuit intégré capteur de température

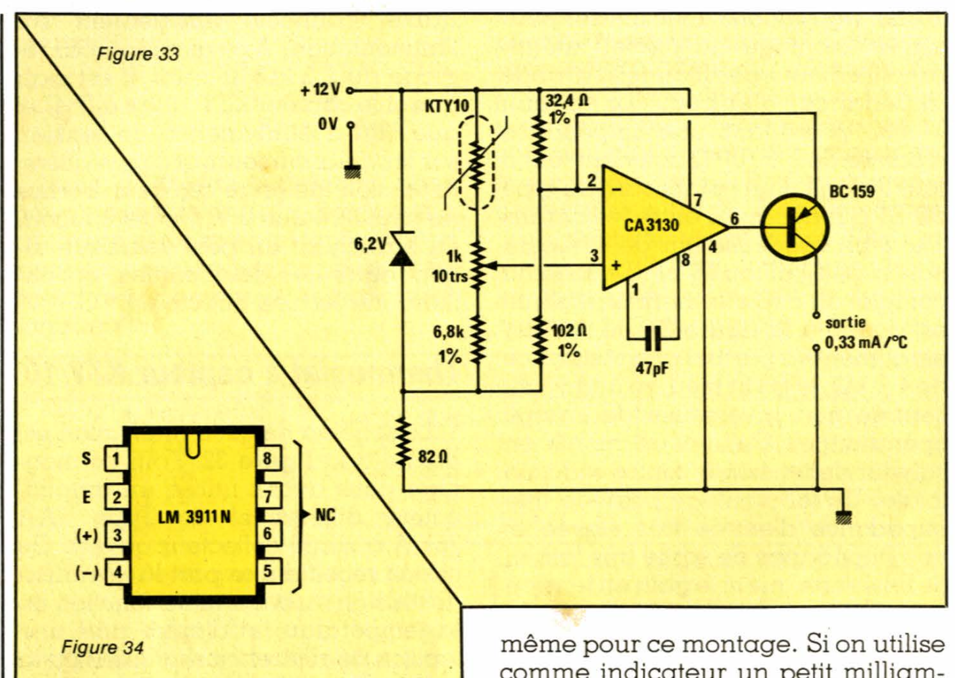


Figure 33

Figure 34

température, ainsi que d'un potentiomètre multitours de 1 kΩ pour le réglage de la température minimum. La tension d'alimentation du pont est stabilisée à l'aide d'une diode zener de 6,2 V. Une différence de tension sur les entrées inverseuse et non inverseuse de l'ampli Bi-FET type CA 3130 se traduit, après amplification, par la commande du transistor PNP BC 159. Selon le courant de sortie du CA 3130, le transistor travaillant en analogique sera plus ou moins « passant » et nous avons donc de cette façon une conversion de la variation de température en variation correspondante de courant… Signalons cependant à nos lecteurs, qu'à l'inverse des montages précédents où la résistance d'entrée des récepteurs pouvait être élevée , il n'en est pas de même pour ce montage. Si on utilise comme indicateur un petit milliampèremètre à aiguille, sa résistance maximale devra être de :

$$R\ max \ \# \ \frac{U - Vc}{i\ max} = \frac{12 - 3}{20 \cdot 10^{-3}} = \frac{9 \cdot 10^{3}}{20} = 450\ \Omega$$

On pourra par contre sans aucun inconvénient charger la sortie par une résistance de faible valeur, 100 Ω par exemple et mesurer la tension recueillie à ses bornes à l'aide d'un multimètre à impédance d'entrée élevée. Le réglage de cette sonde de température est fort simple et il suffit de tourner le potentiomètre de 1 kΩ 10 tours pour obtenir en sortie 0 lorsque le capteur est soumis à une température stable et précise de 40° C.

Délaissons notre capteur à jonction en boîtier TO 92 pour un boîtier DIL 8 broches. Il s'agit d'un circuit intégré spécialisé pour ce genre de montage, en l'occurence le LM 3911 de National Semiconductor. Il s'agit d'un circuit monochip élaboré pouvant servir au contrôle et à la régulation de température. Ce composant complexe comporte en fait trois parties distinctes que nous avons étudiées séparément tout au long de cet article, à savoir : un générateur de tension de référence, une sonde de température et un amplificateur opérationnel. Nous nous retrouvons donc en domaine connu. Nous donnons à la **figure 34** le schéma de branchement d'un tel circuit et à la **figure 35** la réalisation proposée. Il s'agit d'un montage thermostatique à large gamme de température puisque celle-ci va de − 25° C à + 85° C. La partie amplificatrice de notre circuit intégré travaille à gain unitaire, à ce moment la variation de tension recueillie entre les bornes 1 et 3 est alors proportionnelle à la température mesurée par le capteur interne, soit 10 mV/° Kelvin. L'amplificateur opérationnel fonctionne en comparateur de tension dont le seuil de commutation est fixé par la résistance de 20 kΩ 1 % et le potentiomètre de consigne de 100 kΩ linéaire 10 tours. Une résistance de contre-réaction de valeur très élevée, 22 MΩ produit l'hystérésis nécessaire afin d'éviter des commutations par trop rapprochées du relais autour du point de consigne. De plus, un condensateur électrochimique de 10 µF/25 V aux bornes de ce-

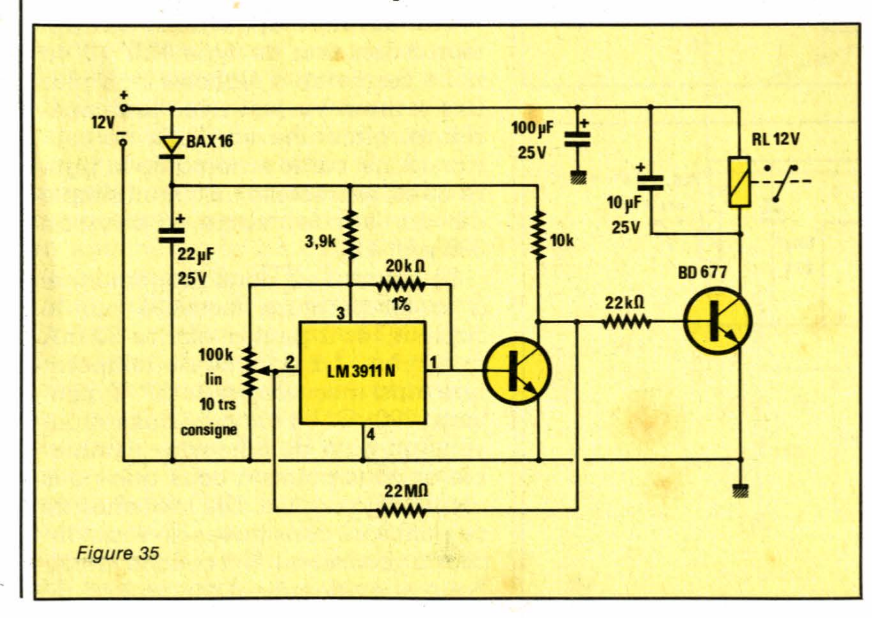


Figure 35

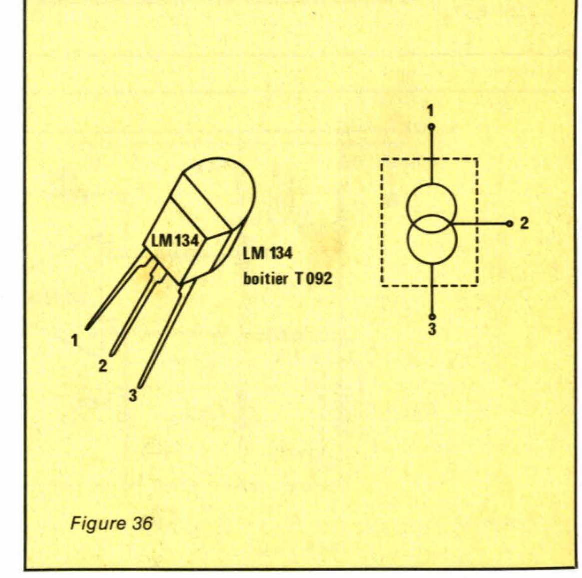


Figure 36

lui-ci anihile le « frétillement » qui ne manque pas de se produire lors d'un réglage poitu du seuil de référence. Signalons enfin à nos lecteurs que le circuit LM 3911 opérant de lui-même la mesure de température, il conviendra autant que faire se peut lors de la réalisation pratique du montage, que le circuit ne soit pas gêné par sa propre dissipation thermique, ni par celle des éléments extérieurs, notamment les composants de l'alimentation stabilisée (transformateur, redresseur, régulateur) si l'on réalise une petite alimentation secteur/12 V = pour ce montage. Pour la mesure d'une température ambiante et pour la régulation de celle-ci, il sera aussi nécessaire de réaliser un couplage thermique avec le fond du boîtier du LM 3911. On utilisera pour ce faire un système simple à l'aide d'un petit barreau d'aluminium glissé sous le circuit qui est la zone la plus sensible et permettant ainsi de diminuer considérablement la constante de temps thermique.

Capteur de température type LM 134

La représentation et le brochage d'un tel capteur se trouvent à la **figure 36.** Il s'agit de nouveau d'un composant de chez NS que nous allons utiliser comme capteur de température. Comme pour tous les autres montages, la variation de tension (issue de la sonde de courant) est appliquée à une entrée d'un amplificateur opérationnel en fonction de la variation de température du capteur. En ce qui concerne l'ampli opérationnel nous utilisons cette fois un circuit spécialement conçu pour cet usage en corrélation avec le LM 134. Il s'agit du LM 10 chez le même constructeur. La déviation obtenue en sortie est de 1 µA/° C. Il suffit donc de connecter un micro-ampèremètre de précision entre la broche 6 et la broche 2 du LM 10 pour pouvoir instantanément lire la température en degrés si le galvanomètre à un déviation maximale de 100 µA. Le montage s'effectue selon le schéma de la **figure 37.**

Dans ces conditions, la plage de mesure sera donc très exactement de 0° C à 100° C. Le réglage du montage s'effectue de la façon suivante : En premier lieu le 0° C. IL suffit pour cela de plonger le capteur dans de la glace pillée et d'attendre l'équilibre thermique, puis d'ajuster le petit potentiomètre de 2,2 kΩ/10 trs pour afficher 0 sur le galvanomètre. Ensuite on portera le capteur à la température de la vapeur d'ébulition à la pression atmosphérique normale et l'on réglera le potentiomètre de 1 kΩ, 10 tours pour la déviation maximale du galvanomètre soit 100 µA.

Capteur de température à zener variable

Nous trouvons là encore un produit du catalogue de chez National Semiconductor. Cette fois-ci il s'agit d'une petit boîtier style TO 92 comme les précédents, mais dont le fonctionnement n'a rien à voir avec ceux vus dans les autres chapitres. En fait il ne s'agit, rien de moins, que d'une zener dont la tension de sortie varie avec la température. Le capteur LM 335 Z fournit une tension de 10 mV/° K en fonction de la variation de température. Comme nous l'avons vu lors de l'étude préliminaire, le degré celsius étant égal au degré Kelvin, il est donc clair qu'à 0° C nous aurons aux bornes de notre capteur une tension de :

$$Uz = 10 \cdot 10^{-3} \times 273 = 2{,}73 \text{ V}$$

Dans tous les montages où pour une température de 0° C nous voudrons avoir la concordance en sortie avec le 0, il nous faudra donc éliminer par un artifice quelconque les 273° en dessous de 0° C ce qui correspond évidemment au 2,73 V que nous venons de déterminer. A la **figure 38** nous trouvons le schéma de branchement de ce capteur ainsi que sa représentation symbolique. La borne « ADJUST » permet de régler très exactement la tension de zener à 2,73 V dès lors que le capteur se trouve plongé à 0° C. A la **figure 39** nous trouvons la courbe d'erreur en fonction de la gamme de température. Comme nous le voyons, le graphe est pratiquement linéaire de – 55° C à + 125° C puis s'incurve au-delà. L'erreur de mesure sera donc très faible dans cette

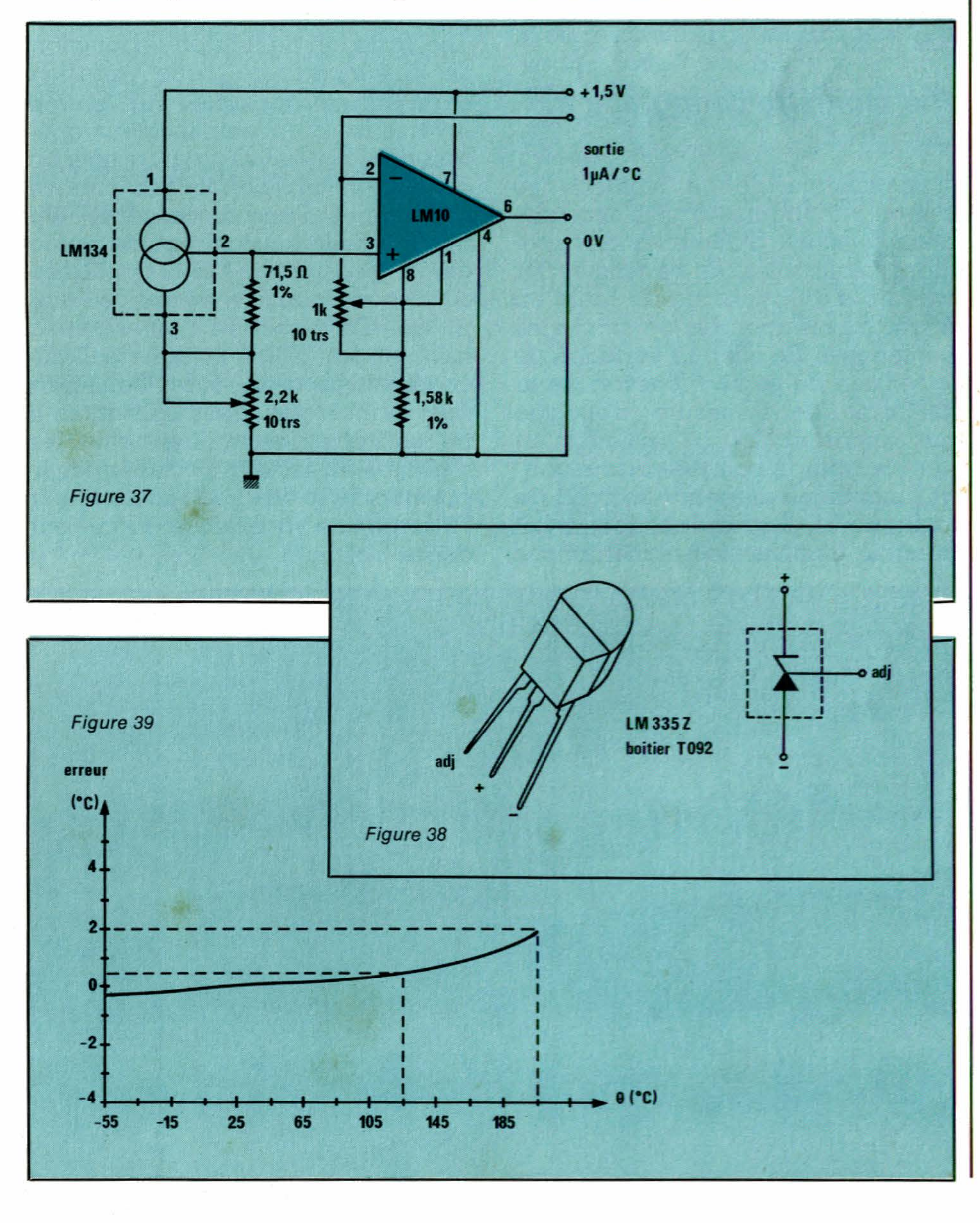


Figure 37

Figure 38

Figure 39

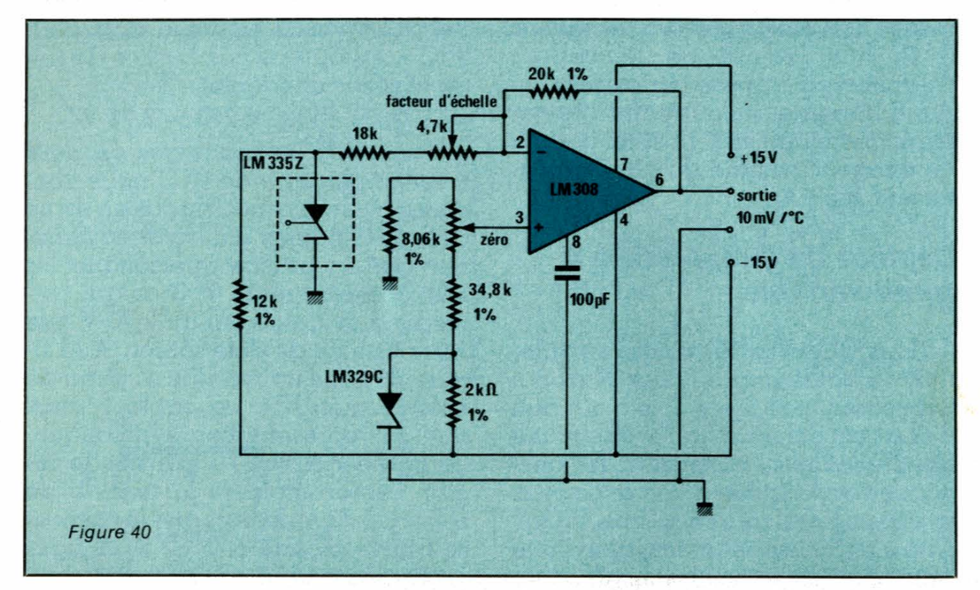


Figure 40

gamme de température, généralement ≤ ±0,3° C. Avec ce composant nous allons donc pouvoir réaliser des montages thermostatiques de grande sensibilité et d'excellente linéarité, tout en restant bien évidemment comme les autres montages dans la simplicité.

Thermomètre centigrade à LM 335 Z

Le schéma de ce montage se trouve à la **figure 40**. S'il nécessite deux tensions d'alimentation aisément réalisables, il bénéficie par ailleurs d'un avantage de taille eu égard à bon nombres de montages précédents. En effet, la variation de la tension de sortie ; fonction de la température de mesure, s'effectue par rapport au 0 V. La sortie n'étant pas en flottant, comme certains autres montages du genre de celui de la **figure 31**, il sera donc tout à fait possible d'utiliser les alimentations des autres circuits conjointement avec celle-ci et de relier les masses entre elles. Pour le reste, les explications de fonctionnement sont semblables aux autres réalisations. Dans un premier temps un circuit comprenant notre capteur élabore une variation de tension en fonction de la température, cette variation étant ensuite appliquée sur l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel LM 308. D'un autre côté un diviseur de tension réglable prélève aux bornes d'une diode zener une fraction de la tension régulée par la diode, qui est cette fois-ci appliquée sur l'entrée non inverseuse de l'ampli op. Ce circuit va nous servir à annuler les 2,73 V et donc à l'affichage du zéro en sortie. Pour parfaire le montage et son utilisation, il ne reste plus donc qu'à effectuer les réglages du facteur d'échelle par le potentiomètre de 4,7 kΩ pour obtenir en sortie une variation de 10 mV par degré Celcius.

Circuit thermostatique simple

Sur le schéma de la **figure 41** est représenté un thermostat à élément chauffant de petite puissance. Le tout fonctionne sur une alimentation continue pouvant varier dans de fortes proportions. Une régulation sommaire est assurée par la diode zener LM 329 C alimentée par la résistance de 2,2 kΩ. Cette tension régulée sert à alimenter d'une part le circuit de mesure de température, d'autre part le circuit de référence avec réglage de consigne. Le fonctionnement est alors des plus simples. Le capteur LM 335 Z étant parcouru par un courant de valeur connue grâce à la 4,7 kΩ, délivre une tension fonction de la température, cette différence de potentiel étant appliquée à l'entrée inverseuse d'un ampli différentiel type LM 311. Identiquement, le pont diviseur à résistance variable voit son point central appliqué sur l'autre entrée du LM 311. Il en résulte qu'après avoir fixé la valeur de consigne par le potentiomètre de 10 kΩ 10 trs, il suffit qu'il y ait variation de température sur le capteur pour entraîner une variation de tension aux bornes du LM 311 monté en comparateur. A ce moment celui-ci bascule en sortie entraînant la commutation de l'élément chauffant par l'intermédiaire du circuit de puissance de type LM 395.

Capteur thermométrique à sortie flottante

Comme vu précédemment avec les autres capteurs, il est tout à fait possible d'utiliser le LM 335 Z pour

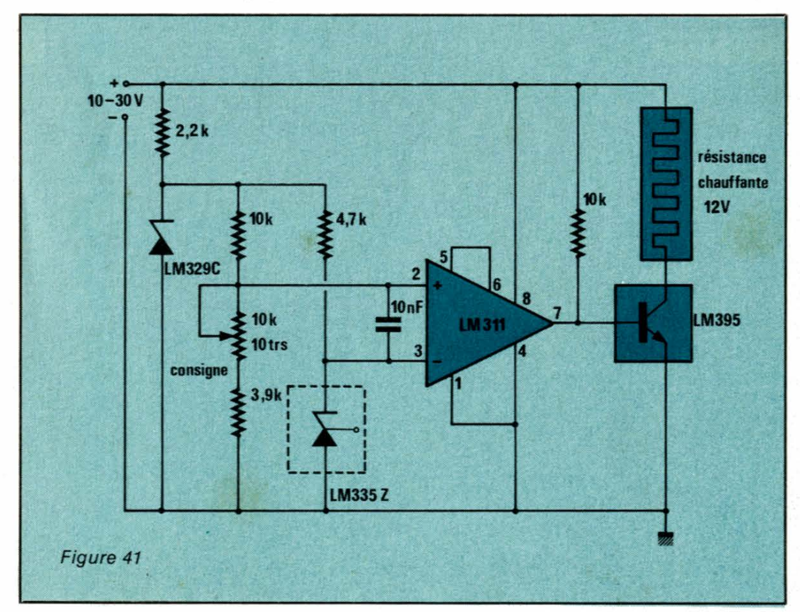


Figure 41

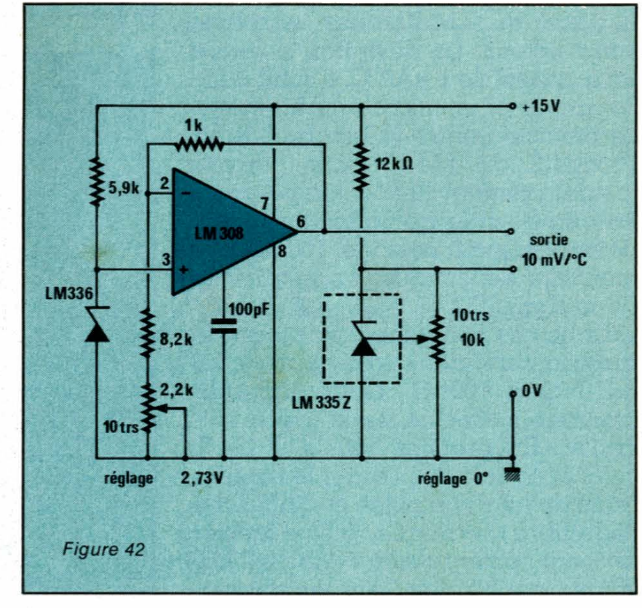


Figure 42

réaliser un thermomètre celsius en sortie flottante non référencée par rapport à la masse. Un tel montage est donné à la **figure 42.** Il peut se scinder aisément en deux circuits indépendants. Du côté capteur, nous trouvons le LM 335 Z alimenté sous 15 V à partir d'une résistance de 12 kΩ. Entre cathode et anode de ce composant se trouve une ajustable permettant de régler très exactement la tension de zener à 2,73 V lorsque le capteur se trouve plongé à 0° C. Maintenant il nous faut anihiler cette tension de 2,73 V pour qu'en sortie mesure, à 0° C corresponde exactement 0 V. C'est le rôle dévolu au circuit LM 308 et aux composants alentours. Il s'agit ni plus ni moins d'un montage comparateur de tension à contre réaction, l'entrée non inverseuse de ce circuit étant portée à une tension fixe et stable par l'ensemble résistance 5,9 kΩ et zener LM 336. L'entrée inverseuse quant à elle est assujettie à un potentiel variable grâce au potentiomètre de 2,2 kΩ 10 tours. Dès lors, il suffit de régler ce potentiomètre pour obtenir sur la broche 6 du LM 308 une tension précise de 2,73 V. A ce moment, il est clair que si notre appareil de mesure est connecté entre ce point et la cathode du LM 335 Z, pour 0° C nous aurons exactement 0 V. Ensuite la variation s'effectuera à raison de 10 mV/à C.

Capteur de température à courant constant

Il nous est tout à fait possible d'alimenter notre capteur LM 335 Z à courant constant. De ce fait, nous garantissons une très faible dérive en température eu égard aux caractéristiques des éléments constitutifs et des paramètres extérieurs. Un tel schéma est donné à la **figure 43.** Il peut constituer un montage de base pour l'étude et la réalisation d'autres montages thermostatiques. Le générateur de courant constant est formé autour du transistor BC 557 et de la résistance d'alimentation de 1,5 kΩ, la base étant polarisée par l'ensemble zener 3,6 V et 3,3 kΩ. Comme précédemment, le potentiomètre de 10 kΩ 10 tours connecté aux bornes du capteur de température permet d'ajuster très précisément la tension de sortie entre Cathode et Anode à + 2,73 V dès lors que le capteur se trouve très exactement à 0° C. La variation obtenue en sortie du circuit suiveur de tension réalisé à l'aide d'un µA 741 est de 10 mV/° C. Si l'on désire s'affranchir des 2,73 V de façon à avoir le début d'échelle de température à 0° C pour 0 V il faudra réaliser un des circuits vus précédemment. L'alimentation de ce montage est de 5 V, mais en modifiant quelque peu la valeur des composants, il sera tout à fait possible de porter celle-ci à + 12 V.

Un thermomètre vraiment simple

Nous le gardions pour la fin de cet article. Avec le LM 335 Z, il est facile de réaliser un thermomètre de précision avec seulement sept éléments constitutifs. A la **figure 44** apparaît le circuit de mesure. Celui-ci est donc constitué du capteur de température et de sa résistance d'alimentation ainsi que du potentiomètre pour le réglage précis du 0° C. Enfin, **figure 45** nous donnons le circuit complet de ce petit thermomètre. Le réglage se fera de la façon suivante : après avoir plongée la sonde de température dans la glace pillée, on agira sur le potentiomètre de 10 kΩ 10 tours pour obtenir 2,73 V sur la Cathode du LM 335 Z. D'un autre côté, on règlera l'ajustable. A ce moment le voltmètre 0-1 V doit indiquer très exactement 0 V. La variation de température se fera ensuite à raison de 10 mV par degré celsius. Un indicateur de calibre 1 V, soit analogique, soit digital nous procurera donc une variation de mesure de 0 à 100° C.

Conclusion

A l'aide de l'étude des différents capteurs de température que l'on peut rencontrer sur le marché, le lecteur intéressé peut faire le bon choix pour la réalisation de montages thermostatiques correspondants à bien des cahiers des charges. Nous avons donné par ailleurs suffisamment d'indications et de schémas afin de le renseigner le mieux possible sur les possibilités de mesure et de régulation qui s'ouvrent à lui dans ce domaine. Il va de soi qu'il lui appartient de manipuler des capteurs que nous n'avons pas mentionnés, ayant volontairement limité notre liste, déjà longue, mais nullement exhaustive.

CYRILLA

DOCUMENTATIONS
- *National Semiconductor*
- *Radio-Technique*
- *Schlumberger*
- *Siemens*
- *Texas instruments*
- *TNC (Chauvin Arnoux)*

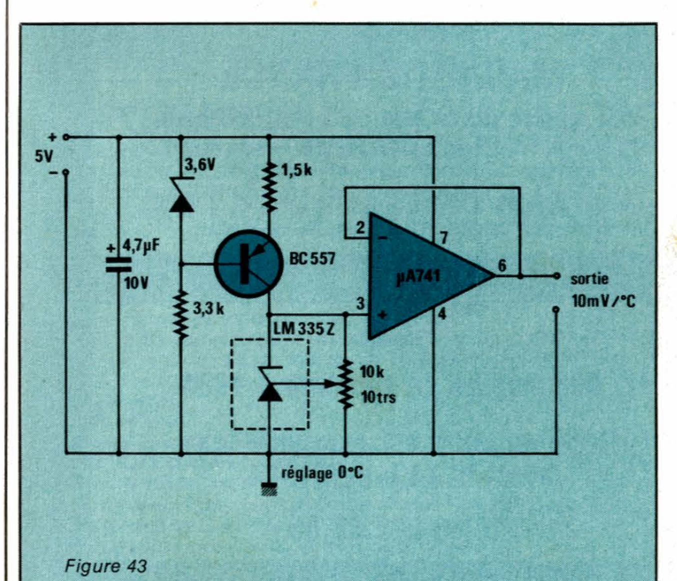


Figure 43

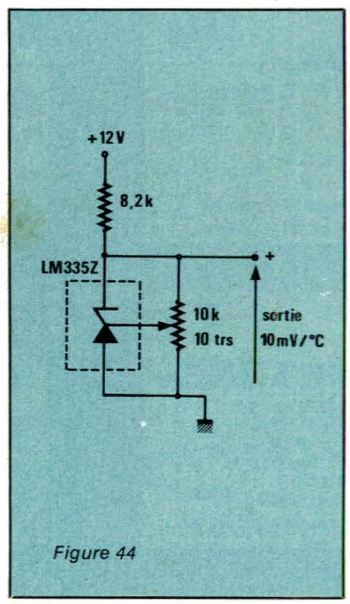


Figure 44

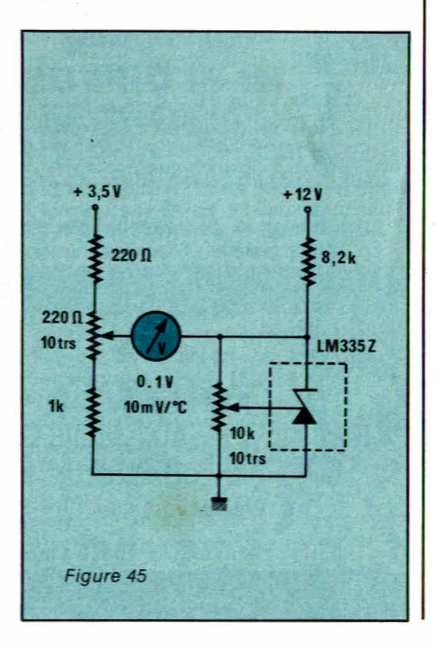


Figure 45